



PATENTDIREKTORATET
KØBENHAVN



- (21) Patentansøgning nr.: 4954/81
- (22) Indleveringsdag: 09 nov 1981
- (41) Alm. tilgængelig: 13 maj 1982
- (44) Fremlagt: 21 dec 1987
- (86) International ansøgning nr.: -
- (30) Prioritet: 12 nov 1980 NL 8006165

(51) Int.Cl.⁴ G 11 B 7/00
 G 11 B 20/10
 H 04 L 25/49
 H 03 M 7/00

- (71) Ansøger: N.V. *PHILIPS* GLOEILAMPENFABRIEKEN; Pieter Zeemanstraat 6; Eindhoven, NL
- (72) Opfinder: Arie *Huijsjer; NL, Marino Giuseppe *Carasso; NL, Johannes Jacobus *Verboom; NL

(74) Fuldmægtig: Internationalt Patent-Bureau

(54) Anlæg til transmission af digital information, samt kodningsarrangement, dekodningsarrangement og registreringsbærer til brug i et sådant anlæg

(56) Fremdragne publikationer

SAMMENDRAG

4954-81

I kodningsarrangementet modtages den digitale information i form af grupper af kodeord, der kodes til dannelsen af kodeord, der hvert svarer til et indgangsvord. Hvert kodeord har en tidslængde lig med sT_0 og er opbygget af M subgrupper G_m af I signalpositioner t_{mi} i ækvivalente tidsintervaller τ , hvor m er et tal fra 1 til M svarende til en subgruppe G_m , og i er et tal indenfor hver subgruppe G_m fra 1 til og med I . I hver subgruppe G_m er k , som er et heltal mindre end I ($1 \leq k \leq I-1$), af nævnte signalpositioner t_{mi} er altid optaget af et signal, der kan skelnes fra signalet i uoptagne positioner. De første positioner i subgrupperne G_m er placerede i indbyrdes forskellige tidsintervaller ϵ_m fra begyndelsen af kodeordet, idet $0 \leq \epsilon_m \leq \tau$, med de forbehold, at $M \geq 2$ og $\epsilon_m + (I-1)\tau \leq sT_0$ og undtagen for den gruppe af kodeord, for hvilken gælder: $M = 2, I = s = 2, k = 1, \tau = T_0$ og $\epsilon_2 = \epsilon_1 + \frac{1}{2}\tau$.

Det beskrevne anlæg er velegnet til registrering og/eller gengivelse af digital information på eller fra en skiveformet registreringsbærer.

4954-81

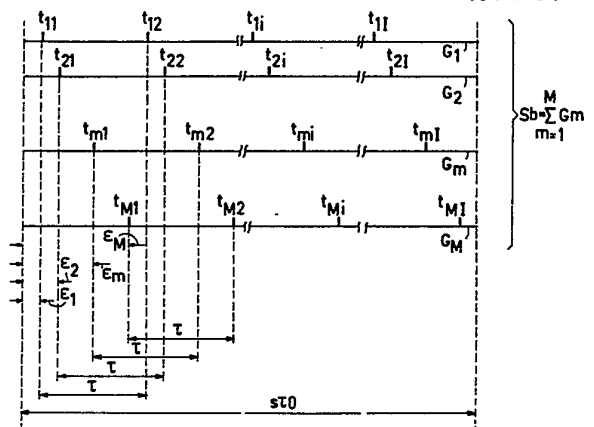


FIG.14

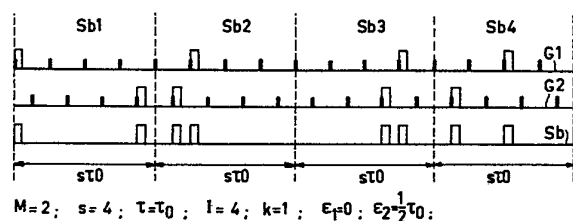


FIG.15

Opfindelsen angår et anlæg til transmission af digital information, omfattende et kodningsarrangement, et overføringsmedium, især en registreringsbærer, og et dekodningsarrangement, og hvor den digitale information 5 modtages i grupper af indgangsort og i kodningsarrangementet omdannes til kodeord, der repræsenterer indgangsordene, idet hvert kodeord svarer til et indgangsort og tilføres dekodningsarrangementet gennem overføringsmediet og i dekodningsarrangementet omdannes til digital in- 10 formation.

Opfindelsen angår også et kodningsarrangement til brug i et sådant anlæg, et dekodningsarrangement til brug i et sådant anlæg og en registreringsbærer til brug i et sådant anlæg.

15 I mange anvendelser, f.eks. systemer, hvor mediet er en registreringsbærer, på hvilken der kan foretages optisk registrering og aflæsning, hvilke systemer eksempelvis er genstand for ansøgerens egen ældre, ikke offentliggjorte hollandske patentansøgning nr. 8000121, hvis be- 20 skrivelse er indbefattet i beskrivelsen af fig. 1-13, er der et antal betragtninger af betydning for valget af gruppen af kodeord. For lave frekvenser skal kodeordenes tilfældige effektspektrum fortrinsvis indeholde en relativt lille signaleffekt for at tillade tilføjelsen af 25 lavfrekvente servosignaler, og i det mindste den kontinuerlige del af effektspektret skal have mindst ét nulpunkt for at tillade tilføjelsen af et taktsignal. Desuden skal et antal parametre, såsom informationstætheden, optimiseres, og med hensyn til effekten af laserens, når 30 den anvendes i et system med optisk registreringsbærer, skal informationstætheden stå i relation til det antal bit, som man med laserens skal brænde ind i registreringsbæreren.

Af de mange kendte kodningssystemer fremgår det, som 35 det forklares i ovennævnte ansøgning, at det, man kender under betegnelsen quadphase-kodning, er meget velegnet til ovennævnte formål. Denne quadphase-kodning kendes fra en artikel af U. Appel og K. Tröndle: "Zusammenstellung

und Gruppierung verschiedener Codes für die Übertragung digitaler Signale", publiceret i Nachrichtentechnische Zeitschrift, bind 1, 1970, side 11-16, jf. navnlig fig. 7. Et quadphase-kodningssignal opnås ved at dele det oprindelige binære datasignal i grupper af to bit, som betegnes dibit, og ved at anbringe den første og den anden bit i henholdsvis et første og et andet halvbitinterval af det kodede ord, der består af to bitintervaller og ved at placere den inverterede værdi af den første og den anden bit i henholdsvis det tredje og det fjerde halvbitinterval af det kodede ord.

Der er rejst spørgsmål, om ikke denne quadphase-kodning er en del af en bredere klasse af kodninger.

Et formål med opfindelsen er at give anvisning på en kodningsklasse, med hvilken det er muligt at vælge den mest optimale kodning, alt efter den ønskede anvendelse.

I overensstemmelse med opfindelsen er et anlæg til transmission af digital information, omfattende et kodningsarrangement, et overføringsmedium, især en registreringsbærer, og et dekodningsarrangement, og hvor den digitale information modtages i grupper af indgangsord og i kodningsarrangementet omdannes til kodeord, der repræsenterer indgangsordene, idet hvert kodeord svarer til et indgangsord og tilføres dekodningsarrangementet gennem overføringsmediet og i dekodningsarrangementet omdannes til digital information, ejendommeligt ved, at kodeordene hører til en gruppe kodeord, hvor hvert kodeord har en tidslængde lig med $s\tau_0$ og er opbygget af M subgrupper G_m af I signalpositioner t_{mi} beliggende i ækvidistante tidsintervaller τ , hvor m er et tal fra 1 til og med M , svarende til en subgruppe G_m , og i er et tal fra 1 til og med I , svarende til en signalposition inden for hver subgruppe G_m , idet et antal k , som er et heltal mindre end I ($1 \leq k \leq I-1$), af nævnte signalpositioner t_{mi} i hver subgruppe G_m altid er optaget af et signal, der kan skelnes fra signalet i uoptagne positioner, idet de første positioner t_{m1} af subgrupperne G_m er placerede i indbyrdes

forskellige tidsintervaller ε_m fra begyndelsen af kodeordet, idet $0 \leq \varepsilon_m \leq \tau$, med de forbehold, at $M \geq 2$, og $\varepsilon_m + (I-1)\tau \leq s\tau_0$, og undtagen for den gruppe af kodeord, for hvilken gælder: $M = 2$, $I = s = 2$, $k = 1$, $\tau = \tau_0$ og $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\tau$.

Quadphase-kodningen, som er kendt i sig selv, er en del af den undtagne gruppe af kodeord, der har parametrene $M = 2$, $I = s = 2$, $k = 1$, $\tau = \tau_0$ og $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\tau$.

Anlægget ifølge opfindelsen kan yderligere karakteriseres ved, at $I = s$ og $\tau = \tau_0$. Her gælder det altså, at ordlængden $s\tau_0$ er lig med antallet af positioner I ganget med tidsintervallet τ mellem disse positioner.

Hvad angår taktsignalfrembringelsen, kan opfindelsen yderligere karakteriseres ved, at udgangspositionerne t_{ml} er ækvidistante i tidsintervaller $\varepsilon_m = \varepsilon_1 + \frac{m-1}{M}\tau$ fra begyndelsen af kodeordet.

Når denne betingelse er opfyldt, forekommer der ingen Dirac-funktion på det første nulpunkt i effektspektret ved vinkelfrekvensen $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau}$, således at der kan tilføjes et taktsignal. I så fald kan kodeordene hensigtsmæssigt overføres via registreringsmediet sammen med et tilføjet pilotsignal med vinkelfrekvens $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau}$, hvilket pilotsignal udledes i dekodningsarrangementet og tjener som taktsignal.

I henhold til en udførelsesform for anlægget ifølge opfindelsen kan udgangspositionerne t_{ml} være ækvidistante i tidsintervaller $\varepsilon_m = \varepsilon_1 + \frac{m-1}{M+\delta}\tau$ fra begyndelsen af kodeordet, hvor δ er en faktor, der repræsenterer afvigelsen i afstanden mellem den oprindelige position ε_m og $\frac{\tau_0}{M}$, hvorhos et taktsignal i dekodningsarrangementet genvindes fra det kodede signal ved hjælp af et båndpasfilter, der er afstemt på vinkelfrekvensen $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau}$. I dette anlæg forekommer der en Dirac-spids på nulpunktet $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau}$ i spektret, hvilken Dirac-spids kan bruges som medsendt taktsignal.

En udførelsesform for anlægget ifølge opfindelsen, der er velegnet til optisk registrering, kan karakteriseres ved, at det for gruppen af kodeord gælder, at

$I = s = 4$, $M = 2$, $\tau = \tau_0$, $k = 1$ og $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\tau_0$.

Med hensyn til kodningen kan anlægget ifølge opfindelsen yderligere karakteriseres ved, at indgangsordene er opdelt i M grupper af bit, der hver i kodningsarrangementer kodes i en subgruppe G_m ved hjælp af en k -ud-af- I -kodningskreds, hvorefter de M subgrupper ved overlejring kombineres til dannelse af et kodeord.

Anlægget kan yderligere være ejendommeligt ved, at digitalinformationen modtages i indgangsord af fire bit, og at den deles op i to grupper af hver to bit, hvilke grupper tilføres en én-ud-af-fire-dekoderkreds, idet de fire udgange fra hver af de to dekodekredse skiftevis kombineres til afgivelse af det kodeord, der er tilknyttet indgangsordet.

Hensigtsmæssigt kan udgangene fra de to dekodekredse skiftevis forbindes med parallelle indgange til et skifteregister for således fra begge subgrupper at danne kodeordet.

Hvad angår dekodningen, kan anlægget ifølge opfindelsen yderligere være ejendommeligt ved, at dekodningsarrangementet omfatter en række af $I-1$ forsinkelseskredse, der hver har en forsinkelse τ , og hvis indgange og udgange fører til en komparatorkreds for herved sekventielt i tidsintervaller ε_m at detektere de hver gang i en subgruppe G_m optagne positioner t_{mi} . Hensigtsmæssigt kan der sekventielt pr. subgruppe G_m dannes et antal bit af udgangsordet, hvorpå disse bit afgives serielt og/eller parallelt.

Hvad overføringsmediet angår, kan anlægget ifølge opfindelsen yderligere være ejendommeligt ved, at overføringsmediet er en registreringsbærer, der er delt op i informationsområder, hvor der kan registreres information, eller hvor der er registreret information i form af kodeord, idet informationsområderne er adskilt fra hinanden af adresse- og synkroniseringsområder, hvori der er præregistreret adresse- og synkroniseringsinformation i form af kodeord af nævnte art.

Med henblik på opnåelse af ordsynkroniseringssignaler kan nævnte anlæg yderligere være karakteriseret ved, at adresse- og synkroniseringsinformationen er

registreret i form af kodeord med forudbestemte værdier for parametrene I, s, M, τ, τ_0, k og ε_m , og at der til identifikation af synkroniseringsinformationen er tilvejebragt et antal på mindst to kodeord med et andet
 5 antal optagne positioner, således at disse kodeord hver for sig eller i kombination igen danner kodeord af ovennævnte art med en anden værdi af i det mindste ét af parametrene I, s eller k .

I henhold til en yderligere udførelsesform for et
 10 anlæg ifølge opfindelsen kan dette anlæg karakteriseres ved, at adresse- og synkroniseringsinformationen er registreret i form af kodeord tilhørende en gruppe med parametrene $I = s = 4, M = 2, \tau = \tau_0, k = 1$ og $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\tau_0$, og ved at af mindst to kodeord af synkroniseringsinformationen
 15 er en yderligere position optaget på en sådan måde, at begge kodeord tilsammen danner et kodeord tilhørende en gruppe med parametrene $I = s = 8, M = 2, \tau = \tau_0, k = 3$ og $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\tau_0$.

Et kodningsarrangement til brug i et anlæg ifølge opfindelsen er ejendommeligt ved, at det omfatter indgan-
 20 ge for tilførsel af digital information grupperet i indgangsord, en kodeordgenerator til frembringelse af kodeord, der hvert svarer til et indgangsord, hvilke kodeord hører til en gruppe kodeord, der hvert har en tidslængde lig med $s\tau_0$ og er opbygget af M subgrupper G_m af I signalpositioner t_{mi} beliggende med ækvidistante tidsintervaller τ , hvor m er et tal fra 1 til og med M , svarende til en subgruppe G_m , og i er et tal fra 1 til og med I , svarende til en signalposition inden for hver subgruppe G_m , idet et antal k , som er et heltal mindre end I ($1 \leq k \leq I-1$),
 25 af nævnte signalpositioner t_{mi} i hver subgruppe G_m altid er optaget af et signal, der kan skelnes fra signalet i uoptagne positioner, idet de første positioner t_{mi} af subgrupperne G_m er placerede i indbyrdes forskellige tidsintervaller ε_m fra begyndelsen af kodeordet, idet
 30 $0 \leq \varepsilon_m \leq \tau$ med det forbehold, at $M \geq 2$ og $\varepsilon_m + (I-1)\tau \leq s\tau_0$, og undtagen for den gruppe af kodeord, for hvilken gælder $M = 2, I = s = 2, k = 1, \tau = \tau_0$ og $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\tau$.

Kodningsarrangementet kan endvidere være ejendommeligt ved, at $I = s$ og $\tau = \tau_0$. Kodningsarrangementet kan hensigtsmæssigt være således indrettet, at udgangspositionerne t_{mi} er ækvidistante med tidsintervaller $\varepsilon_m = \varepsilon_1 + \frac{m-1}{M} \tau$ fra begyndelsen af kodeordet og yderligere være således indrettet, at udgangspositionerne t_{m1} er ækvidistante med tidsintervaller $\varepsilon_m = \varepsilon_1 + \frac{m-1}{M+\delta} \tau$ fra begyndelsen af kodeordet, hvor δ er en faktor, der repræsenterer afvigelsen i afstanden mellem den oprindelige position ε_m og $\frac{\tau_0}{M}$.

I henhold til en hensigtsmæssig udførelsesform kan kodningsarrangementet være således indrettet, at

$$I = s = 4, M = 2, \tau = \tau_0, k = 1 \text{ og } \varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2} \tau_0.$$

Endvidere kan indgangene være indrettet til at modtage indgangsord på $n \cdot M$ bit, hvor n er et heltal ≥ 1 , hvorhos der findes midler til at dele indgangsordene i M grupper af n bit, og der findes M dekodningskredse til frembringelse af én subgruppe G_m for hver gruppe af n bit, og der findes midler til overlejring af de således dannede M subgrupper G_m .

Det er ifølge opfindelsen hensigtsmæssigt, at $n = 2$, $M = 2$ og $k = 1$, at dekodningskredsene er én-ud-af-fire-dekodere, der hver har fire udgange, hvoraf der altid er én, der afgiver et afvigende signal afhængigt af, hvilken af de fire mulige kombinationer af to bit, der er til stede på indgangen til den pågældende deko-der, og at udgangene fra begge én-ud-af-fire-dekodere skiftevis kombineres til dannelselse af det kodeord, der er tilknyttet indgangsordet.

Hensigtsmæssigt kan udgangene fra begge én-ud-af-fire-dekodere skiftevis forbindes med parallelindgangene til et skifteregister for således fra begge subgrupper at danne kodeord.

Et dekodningsarrangement til brug i et anlæg ifølge opfindelsen er ejendommeligt ved, at det har en indgang for modtagelse af kodeord og en udgang for afgivelse af digital information ved dekodning af disse kodeord, og ved at det er indrettet til dekodning af kodeord, der

hører til en gruppe kodeord, der hvert har en tidslængde lig med $s\tau_0$, og hvert er opbygget af M subgrupper G_m af I signalpositioner t_{mi} beliggende med ækvivalente tidsintervaller τ , hvor m er et tal fra 1 til og med M , svarende til en subgruppe G_m , og i er et tal fra 1 til og med I , svarende til en signalposition indenfor hver subgruppe G_m , idet et antal k , som er et heltal mindre end I ($1 \leq k \leq I-1$) af nævnte signalpositioner t_{mi} i hver subgruppe G_m , altid er optaget af et signal, der kan skelnes fra signalet i uoptagne positioner, idet de første positioner t_{mi} af subgrupperne G_m er placerede i indbyrdes forskellige tidsintervaller ϵ_m fra begyndelsen af kodeordet, idet $0 \leq \epsilon_m \leq \tau$ med de forbehold, at $M \geq 2$ og $\epsilon_m + (I-1)\tau \leq s_0$ og undtagen for den gruppe af kodeord, for hvilken gælder $M = 2$, $I = s = 2$, $k = 1$, $\tau = \tau_0$ og $\epsilon_2 = \epsilon_1 + \frac{1}{2}\tau$.

I henhold til en udførelsesform for dekodningsarrangementet kan det omfatte et net af $I-1$ forsinkelseskredse, der hver har en tidsforsinkelse τ , og hvis indgange og udgange fører til en komparator kredse, for herved sekventielt i tidsintervaller ϵ_m at detektere de hver gang i en subgruppe G_m optagne tidspositioner t_{mi} . Hensigtsmæssigt kan komparator kredsen omfatte et antal komparatorer, der hver har en inverterende indgang og en ikke-inverterende indgang, og hver sammenligner signalerne i et forskelligt par af alle mulige par af punkter, der dannes af indgangene til de $I-1$ forsinkelseskredse, hvorhos der findes et første sæt logiske porte til sammenligning af udgangssignalerne fra komparatorerne, idet udgangssignalerne fra hver af nævnte logiske porte hvert tilknyttes en optagen position t_{mi} i en subgruppe G_m , således at udgangene fra disse logiske porte sekventielt frembringer subgrupper G_m , og hvor der findes et andet sæt logiske porte til frembringelse af den digitale information, der er tilknyttet kodeordene.

Til genvinding af et taktsignal kan kodningsarrangementet omfatte et båndpasfilter, der er afstemt på en

vinkelfrekvens $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau}$, til filtrering af et taktsignal fra det signal, der dannes af kodeordene.

Til genvinding af et ordsynkroniseringssignal kan dekoderkredsen omfatte en tredje portkreds, der er afstemt til en sekvens af forudbestemte kodeord med henblik på frembringelse af et ordsynkroniseringssignal. Hensigtsmæssigt kan nævnte tredje portkreds til frembringelse af et ordsynkroniseringssignal være forbundet med udgangen på en af de logiske portkredse i nævnte første sæt.

En registreringsbærer til brug som medium i et anlæg ifølge opfindelsen er ejendommelig ved, at den omfatter et registreret signal bestående af en sekvens af kodeord, der hører til en gruppe af kodeord, der hvert har en tidslængde lig med $s\tau_0$, og hvert er opbygget af M subgrupper G_m af I signalpositioner t_{mi} beliggende med ækvidistante tidsintervaller τ , hvor m er et tal fra 1 til og med M , svarende til en subgruppe G_m , og i er et tal fra 1 til og med I , svarende til en signalposition inden for hver subgruppe G_m , idet et antal k , som er et heltal mindre end I ($1 \leq k \leq I-1$), af nævnte signalpositioner t_{mi} i hver subgruppe G_m altid er optaget af et signal, der kan skelnes fra signalet i uoptagne positioner, idet de første positioner t_{m1} af subgrupperne G_m er placerede i indbyrdes forskellige tidsintervaller ϵ_m fra begyndelsen af kodeordet, idet $0 \leq \epsilon_m \leq \tau$, med de forbehold, at $M \geq 2$, og $\epsilon_m + (I-1)\tau \leq s\tau_0$, og undtagen for den gruppe af kodeord, for hvilken gælder

$$M = 2, I = s = 2, k = 1, \tau = \tau_0, \text{ og } \epsilon_2 = \epsilon_1 + \frac{1}{2}\tau.$$

En registreringsbærer ifølge opfindelsen, hvilken registreringsbærer er delt op i informationsområder, hvor der kan registreres eller er registreret information, hvilke informationsområder er adskilt ved hjælp af præregistrerede adresse- og synkroniseringsområder, er ejendommelig ved, at adresse- og synkroniseringsområderne er præregistreret i form af kodeord, der hører til nævnte gruppe af kodeord.

En registreringsbærer til brug i et anlæg ifølge opfindelsen kan i henhold til yderligere udførelsesformer endvidere være ejendommelig ved, at $I = s$ og $\tau = \tau_0$, at udgangspositionerne t_{m1} er ækvidistante i tidsintervaller $\varepsilon_m = \varepsilon_1 + \frac{m-1}{M} \tau$ fra begyndelsen af kodeordet, at et pilotsignal med vinkelfrekvens $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau}$ er tilføjet kodeordene, at udgangspositionerne t_{m1} er ækvidistante i tidsintervaller $\varepsilon_m = \varepsilon_1 + \frac{m-1}{M+\delta} \tau$ fra begyndelsen af hvert kodeord, hvor δ er en faktor, der repræsenterer afvigelsen i afstanden mellem den oprindelige position ε_m og $\frac{\tau_0}{M}$; og at for gruppen af kodeord gælder følgende relationer

$$I = s = 4, M = 2, \tau = \tau_0, k = 1 \text{ og } \varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\tau_0.$$

Hvad angår frembringelsen af ordsynkroniserings signaler kan nævnte registreringsbærer yderligere være ejendommelig ved, at adresse- og synkroniseringsinformation er registreret i form af kodeord med forudbestemte værdier for parametrene I, s, M, τ, τ_0, k og ε_m , og at med henblik på identifikation af synkroniseringsinformation har et antal på mindst to kodeord et andet antal optagne positioner, således at disse kodeord hver for sig eller i kombination danner kodeord af ovennævnte art, med en anden værdi for i det mindste én af parametrene I, s eller k , og at adresse- og synkroniseringsinformation er registreret i form af kodeord tilhørende en gruppe, der har parametrene $I = s = 4, M = 2, \tau = \tau_0, k = 1$ og $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\tau_0$, og ved at af mindst to kodeord af synkroniseringsinformation er en yderligere position således optaget, at begge kodeord tilsammen danner et kodeord tilhørende en gruppe, der har parametrene $I = s = 8, M = 2, \tau = \tau_0, k = 3$ og $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\tau_0$.

Opfindelsen forklares nærmere i det følgende under henvisning til den skematiske tegning, der viser et ikke-begrænsende eksempel, idet

fig. 1 viser en mulig udførelsesform for en registreringsbærer, hvori princippet for opfindelsen kan finde anvendelse, idet fig. 1a er et planbillede af registreringsbæreren, fig. 1b i større målestok en del af et spor 4 på denne registreringsbærer, og fig. 1c i større målestok et synkroniseringsområde indenfor nævnte del,

fig. 2 en del af tværsnittet langs snitlinien II-II i fig. 1a,

fig. 3 viser i fig. 3a-3d et snit i længderetningen gennem en del af spor 4, idet 3a viser dette snit gennem en blank plade, der er forberedt på i og for sig kendt måde, fig. 3b det i fig. 3a viste snit, efter at der er registreret information i informationsområderne 9, fig. 3c et sådant snit gennem en blank plade, der er forberedt i overensstemmelse med ovennævnte tidligere ansøgning, fig. 3d det i fig. 3c viste snit, efter at der er registreret digital information, og fig. 3e det signal, der opnås, når man aflæser den del af spor 4, der er vist i snit i fig. 3d, fig. 3f et planbillede over en del af spor 4, efter at der er registreret digital information på anden måde end vist i fig. 3b og 3d,

fig. 4 det tilfældige effektspektrum for tre modulationer med digitalt informationssignal,

fig. 5 en skematisk repræsentation af disse modulationer,

fig. 6a et apparat til gengivelse af en registreringsbærer som vist i fig. 3c, fig. 6b et apparat til registrering af information på en registreringsbærer som vist i fig. 3c og fig. 6c et apparat til aflæsning af en sådan registreringsbærer,

fig. 7a til 7f et antal eksempler på periodisk spor-modulation i overensstemmelse med ovennævnte tidligere patentansøgning,

fig. 8a princippet for aflæsningssektionen i et apparat til aflæsning og/eller registrering af et digitalt signal på eller fra en registreringsbærer i henhold til ovennævnte tidligere patentansøgning, og fig. 8b frekvensspektret for det signal, der detekteres ved hjælp af detektoren 27,

fig. 9a et apparat som vist i fig. 8a, som er velegnet til frembringelse af et radiale sporingssignal, og fig. 9b frekvensspektret for det signal, der detekteres af detektoren 27,

fig. 10 en variant af det i fig. 9a viste apparat,

fig. 11 et apparat som vist i fig. 9a, beregnet til en registreringsbærer med radial spormodulation med i hovedsagen samme periode som den periodiske spormodulation, og fig. 11b frekvensspektret for det signal, der
5 detekteres af detektoren 27,

fig. 12 et arrangement beregnet til en registreringsbærer med radial spormodulation med samme periode som den periodiske spormodulation,

fig. 13 en del af et apparat til registrering af
10 informationssignal på en registreringsbærer i henhold til ovennævnte tidligere patentansøgning, med henblik på under registrering at tilvejebringe et taktsignal ved hjælp af hjælperlaserstråle,

fig. 14 et diagram til forklaring af den kode, der
15 anvendes i transmissionsanlægget ifølge opfindelsen,

fig. 15 et diagram til forklaring af strukturen af kodeord med henblik på valg af en kode til brug i transmissionsanlægget i overensstemmelse med opfindelsen,

fig. 16 et diagram til forklaring af valget af en
20 kode for paramateren $k = 1$,

fig. 17 et diagram, der svarer til fig. 16, for parameteren $k = 2$,

fig. 18 et diagram, der svarer til fig. 16, for parameteren $k = 3$,

25 fig. 19a og 19b tabeller, der viser en kode, som er særlig egnet til transmissionsanlægget ifølge opfindelsen,

fig. 20a en udførelsesform for et kodningsarrangement til brug i et transmissionsanlæg ifølge opfindelsen,
30 og fig. 20b et diagram til forklaring af virkemåden for dette kodningsarrangement,

fig. 21b en udførelsesform for et dekodningsarrangement til brug i et transmissionsanlæg ifølge opfindelsen, medens fig. 21a er et diagram til forklaring af virkemåden for dekodningsarrangementet ifølge fig. 21b,
35

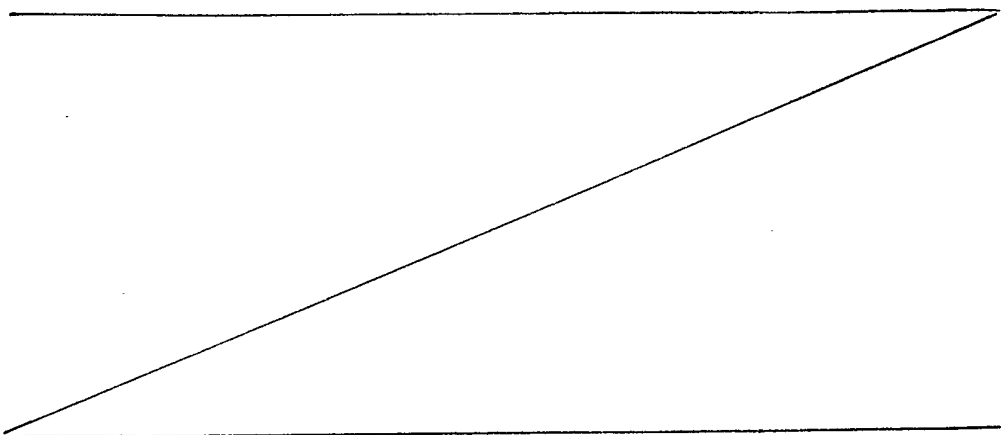
fig. 22 en ordsynkroniseringssignalgenerator til brug i kombination med dekodningsarrangementet i henhold til fig. 21b, og

5 fig. 23 et blokdiagram over et transmissionsanlæg ifølge opfindelsen, hvilket diagram viser de funktionsmæssige relationer mellem de i fig. 20a, 21b og 22 viste arrangementer i et anlæg til optisk registrering i overensstemmelse med opfindelsen.

10 Til forklaring af det system, som kodningsmetoden i henhold til opfindelsen først og fremmest er beregnet til, henvises der nu til fig. 1-13, idet beskrivelsen af et sådant optisk registreringsystem også findes i ansøgerens tidligere, men ikke offentliggjorte hollandske patentansøgning nr. 8000121.

15 Fig. 1 viser en mulig udførelsesform for en registreringsbærer, på hvilken princippet i henhold til ovennævnte tidligere ansøgning kan finde anvendelse, idet fig. 1a er et planbillede af registreringsbæreren, fig. 1b i større målestok en del af spor 4 på denne registreringsbærer, og fig. 1c i større målestok et synkroniseringsområde indenfor nævnte del. Registreringsbæreren 1 er udformet med et spiralspor 4, der er delt op i et antal afsnit 7, f.eks. 128 afsnit for hver 360° sporudstrækning. Hver afsnit 7 omfatter et informationsområde 9,
20 der er beregnet til registrering af digitalt kodet information, samt et synkroniseringsområde 8.

25 For at sikre, at digitalinformationen registreres i en nøjagtig defineret bane, bruges sporet som servospor.



Med henblik herpå udviser informationsområderne 9 i afsnittene 7 en amplitudestruktur som vist i fig. 2. Fig. 2 viser en mindre del af et snit langs snitlinien II-II i fig. 1a og viser således et antal hosliggende sporafsnit, dvs. informationsområder af servosporet 4. Retningen for servosporene 4 er således vinkelret på tegningens plan. Disse servospor 4 og navnlig informationsområderne 9 har således form som riller i underlaget 5. Dette gør det muligt at styre et strålingsbundt, der rettes mod registreringsbæreren for at registrere digitalinformation, således at bundtet falder nøjagtigt sammen med servosporet 4, dvs. med andre ord at styre positionen af strålebundtet i radial retning ved hjælp af et servosystem, der bruger det lys, som reflekteres fra registreringsbæreren. Målingen af radialpositionen af strålepletten på registreringsbæreren kan finde sted under anvendelse af systemer af samme art, som benyttes til optiske registreringsbærere med videosignal, jf. blandt andet "I.E.E.E. Transactions on Consumer Electronics", november 1976, side 307.

Til registrering af digitalinformation er registreringsbæreren forsynet med et tyndt lag 6 af et materiale, der udviser en optisk detekterbar ændring, når det bestråles med en passende stråling. I princippet er det kun informationsområderne 9 i afsnittene, der behøver et sådant lag. Af hensyn til fremstillingsteknologien er det imidlertid enklere at forsyne hele overfladen af registreringsbæreren med et sådant tyndt lag. Dette lag 6 kan f.eks. være et tyndt lag af metal såsom tellur. Dette metallag smelter lokalt, når det udsættes for laserstråling med tilstrækkelig styrke, således at informationslaget 6 lokalt bibringes en anden refleksionskoefficient på en sådan måde, at når et informationsspor, hvori der på denne måde er registreret et signal, skanderes ved hjælp af en aflæsestråle, udviser det reflekterede strålebundt en amplitudemodulation i overensstemmelse med den registrerede information.

Laget 6 kan også være formet som et dobbeltlag af

materialer såsom aluminium på jern, der reagerer kemisk overfor indfaldende stråling. På det sted, hvor strålebundtet rammer pladen med høj effekt, dannes der FeAl_6 , som er dårligt reflekterende. Den samme virkning kan opnås, når der anvendes et dobbeltlag af vismut på tellur, idet der i så fald dannes Bi_2Te_3 . Som en anden mulighed kan man også anvende et enkelt lag tellur.

Da man ved hjælp af servosporet i form af en rille i underlaget 5 kan bringe skrivepletten til at falde sammen med servosporet, navnlig når der skanderes et informationsområde, vil den digitale information, der modulerer skrivebundtet, registreres nøjagtigt i det informationsområde, der falder sammen med servosporet.

Af det foregående fremgår det, at registreringsbærere til forbrugerne, dvs. registreringsbærere, hvor informationsområderne endnu ikke indeholder information, har en rillestruktur i disse informationsområder indenfor afsnittene. Indenfor hvert afsnit har en sådan registreringsbærer et synkroniseringsområde 8 i form af en optisk detekterbar reliefstruktur. Fig. 1b viser i større målestok en del af et spor 4 med et antal informationsområder 9 og synkroniseringsområder 8. I det foreliggende tilfælde har synkroniseringsområderne 8 en reliefstruktur, der består af en sekvens af fordybninger skiftende med mellemliggende områder. Dybden i fordybningerne i denne struktur i synkroniseringsområdet er større end dybden af servosporet i informationsområdet 9. Dybden af fordybningerne vælges under hensyntagen til generelle optiske regler og i afhængighed af formen af recesserne,

således at der opnås en optimal aflæsning af den information, der repræsenteres af strukturen. I tilfælde af et aflæsesystem, hvori strålebundtet reflekteres fra registreringsbæreren og detekteres ved hjælp af en enkelt fotodetektor, kan dybden af fordybningerne vælges lig med $\lambda/4$, hvor λ betegner bølgelængden af den anvendte stråling. Hvis der for servosporet i informationsområdet 9 vælges en dybde $\lambda/8$ eller mindre, vil servospo-

ret næsten ingen indflydelse have på den lysmængde, der detekteres af detektoren.

For yderligere at illustrere strukturen af synkroniseringsområdet viser fig. 1c i større målestok et sådant synkroniseringsområde, hvor man for overskueligheds skyld har fjernet informationslaget 6. Et sådant synkroniseringsområde 8 omfatter to dele, nemlig en indikator-del 10 og en adressedel 11. Adressedelen 11 indeholder hele den fornødne information til styring af registreringsprocessen. Når der registreres digital information, omdannes denne information til en såkaldt ordorganiseret bitrække. Adressedelen indeholder information om ordorganisationen, således at beliggenheden af bitordene under registreringen er defineret, og bitordene under aflæsningen dekodes på passende måde. Endvidere indeholder adressedelen 11 information om spornummeret af den sporomkreds, hvori den pågældende sporpart er beliggende. Denne information er i form af en reliefstruktur i overensstemmelse med en digital modulationsteknik, der er velegnet til registreringsmediet. Da registreringsbæreren ud over servosporet i form af en rille i informationsområderne 9 allerede indeholder i disse synkroniseringsområder hele den fornødne information til positionering af information i form af en bit-ord-organiseret bitrække i nævnte informationsområder, vil de krav, der stilles til det skrive- og læseapparat, som brugeren anvender, være mindre strenge. Da denne helt præregistrerede information endvidere er tilvejebragt som en reliefstruktur på registreringsbæreren, er denne registreringsbærer særlig velegnet til masseproduktion under anvendelse af den sædvanlige presseteknik.

Fig. 3a-3d viser en del af et sådant servospor 4 set i snit i længderetningen gennem servosporet og med en del af synkroniseringsområdet 8 og en del af informationsområdet 9. Fig. 3a viser dette snit gennem en blank plade, der er tilberedt på i og for sig kendt måde. Fig. 3b viser det samme snit, efter at der er registreret digitalinformation 14 i informationsområdet 9.

Fig. 3c viser det samme snit gennem en blank plade, der som angivet i ovennævnte tidligere patentansøgning er udformet med taktinformation, og fig. 3d viser det i fig. 3c viste snit, efter at der er registreret information 14 i informationsområdet 9. Fig. 3e viser det signal, der opnås, når man aflæser den del af spor 4, der er vist i fig. 3d, og fig. 3f viser en del af spor 4, efter at der er registreret information på anden måde end vist i fig. 3b og 3d.

10 Den præparerede plade er udformet med servosporet 4, der er tilvejebragt i et underlag 5, eksempelvis ved hjælp af en laserstråle. Ved at modulere styrken af laserstrålen er det muligt at tilvejebringe en reliefstruktur bestående af informationsbærende fordybninger 15 13 i synkroniseringsområdet 8. Derefter forsynes hele pladen og for nemheds skyld også områderne på registreringsbæreren uden for rillen 4 med det reflekterende informationslag 6. På den således præparerede plade kan der i informationsområdet 9 registreres informa- 20 tion ved at tilvejebringe huller 14 i det reflekterende informationslag 6, eksempelvis ved hjælp af en laserstråle. Fig. 3b viser en sådan plade, hvor der er registreret information. Når der er registreret information, dvs. tilvejebragt huller 14, og når informationen aflæses, eksempelvis ved hjælp af en laserstråle, 25 er det vigtigt, at denne informationsskrive- eller aflæseproces synkroniseres ved hjælp af et taktsignal, der kan udledes fra synkroniseringsområderne 8. For at sikre at man under skrivning eller aflæsning vedvarende rå- 30 der over et passende synkront taktsignal, også under skrivning eller aflæsning af informationsområderne 9, har servorillen en struktur, der fremkalder en modulation af det lys, som reflekteres fra informationsbæreren, når servosporet 4 følges under aflæsning eller 35 skrivning.

Denne struktur bør dog ikke være således, at den forstyrrer aflæsningen af information. At dette kan lade sig gøre forklares nærmere herefter under henvisning

til fig. 4 og 5, idet fig. 4 viser det tilfældige effekt-
spektrum for tre mulige binære informationssignalmodula-
tioner, medens fig. 5 repræsenterer disse modulationer.

Ved a i fig. 5 betegnes en modulation, som kendes
5 under betegnelsen "biphase"-modulation, hvori det på-
trykte digitale signal omdannes til et binært signal,
der for et logisk "1" i de påtrykte digitale signaler
er positivt i tidsintervallet $T/2$ og negativt i det næ-
ste tidsinterval $T/2$, hvor T er bitlængden i det påtryk-
10 te digitale signal. Et logisk "0" giver det modsatte bi-
nære signal, dvs. negativt signal i tidsintervallet $T/2$
og positivt i det næste tidsinterval $T/2$. Denne modula-
tionsteknik giver et binært signal, som har frekvensspek-
trum for energifordelingen som vist ved a i fig. 4. Fre-
15 kvensen f_0 svarer til $1/T$.

Ved b i fig. 5 vises den modulation, der kendes un-
der betegnelsen "Miller"-modulation. Det binære signal,
der tilvejebringes ved denne modulation, har en overgang
midtvejs i et logisk "1" i det påtrykte digitale signal
20 samt en overgang ved overgangen mellem to successive lo-
giske "0". Frekvensspektret for det binære signal, der
opnås ved denne modulationsteknik er vist ved b i fig.4.

Endelig vises ved c i fig. 5 en modulation, der ken-
des under betegnelsen "quadphase"-modulation, hvor de
25 påtrykte bitrækker i det digitale signal først deles al-
lesammen i to successive grupper af to bit. Fra hver
gruppe af to bit, der har varighed $2T$, udledes et binært
signal, der i et første tidsinterval T har den samme se-
kvens af bit som de oprindelige to bit i gruppen og i
30 det næste tidsinterval gentager sekvensen med omvendt
fortegn. De mulige bitkombinationer 11, 00, 01 og 10 om-
dannes således til bitkombinationerne henholdsvis 1100,
0011, 0110 og 1001. Det binære signal, der opnås ved den-
ne modulationsteknik, har et frekvensspektrum som vist
35 ved c i fig. 4.

Det fremgår af fig. 4, at disse modulationer har
den fælles egenskab, at der i det resulterende binære
signal ikke er kraftige frekvenskomponenter ved de rela-

tivt lave frekvenser, f.eks. frekvenser under $0,2 f_0$. Dette er meget nyttigt, når en optisk registreringsbærer anvendes med de tilhørende skrive- og aflæsesystemer. Som tidligere nævnt bruger sådanne systemer både en servostyring for at holde skanderingspletten nøjagtigt fokuseret på registreringsbæreren og en servostyring til at styre skanderingspletten radiale position og sikre, at pletten nøjagtigt falder sammen med informationssporret. Da de til disse servostyringer fornødne styresignaler udledes fra det strålebundt, der reflekteres af registreringsbæreren, og som også er moduleret af reliefstrukturen i synkroniseringsområdet, har det stor betydning, at frekvensspektret af det i adressedelen oplagrede binære signal ikke har kraftige frekvenskomponenter inden for det frekvensbånd, der er beregnet til styresignalerne. Fig. 4 viser, at frekvensbåndet under $0,2 f_0$ er velegnet til sådanne styresignaler. Styresignalerne til de nævnte servosystemer kan f.eks. strække sig op til en maksimal frekvens på 15 kHz. Hvis frekvensen $f_0 = 1/T$ f.eks. vælges på 500 kHz, fremgår det klart af fig. 4, at de binære signaler a, b eller c kun har meget svage frekvenskomponenter ved frekvensen på 15 kHz eller derunder.

Af fig. 4 fremgår det desuden, at ved frekvensen $2f_0$ og for modulationsmetoden c ved frekvensen f_0 har spektret nulpunkter. Det er derfor muligt at forsyne registreringsbæreren med en taktstruktur ved frekvensen $2f_0$, uden at der forekommer interferens med informationssignalet. I tilfælde af andre modulationsmetoder forekommer der også nulpunkter ved frekvensen $2f_0$.

Når man anvender quadphase-modulationen (modulation c), men også i tilfælde af andre modulationsmetoder, er frekvensen f_0 yderst velegnet som taktfrekvens, idet den svarer til bitfrekvensen $1/T$, hvilket gør quadphase-modulationen yderst anvendelig. I tilfælde af modulationsmetoden b kan man i visse tilfælde også anvende en struktur med frekvensen f_0 , fordi spektrets komponenter er relativt små ved denne frekvens. Desuden er det teoretisk

muligt at give strukturen en modulation svarende til en højere frekvens end $2f_0$, men i praksis kan dette ikke altid gennemføres. For at opnå en maksimal informationstæthed vælges dimensionerne af fordybningerne 13 og 14 (jf. fig. 3f), der for en given rotationshastighed for pladen 1 i det mindste svarer til en bitlængde på $\frac{1}{2}T$, nær grænsen for opløsningen i det anvendte skrive/aflæsesystem, således at en overfladestruktur svarende til højere frekvenser end $2f_0$ næppe vil kunne 10 detekteres. Ved hjælp af specielle modulationsmetoder er det også muligt at opnå nulpunkter i frekvensspektrret ved andre frekvenser end f_0 eller $2f_0$, f.eks. $\frac{1}{2}f_0$.

Fig. 3c viser, svarende til fig. 3a, et snit gennem en registreringsbærer i henhold til ovennævnte tidligere patentansøgning, hvilken registreringsbærer i det mindste i området ved sporet 4 er blevet udformet med en reliefstruktur med højde d . Denne struktur kan eksempelvis tilvejebringes ved at modulere den laser, med hvilken synkroniseringsområdet 8 og spor 4 i informationsområdet 9 tilvejebringes. I det foreliggende eksempel er dette kun gjort mellem fordybningerne 13 i synkroniseringsområdet 8 ved at begrænse styrken af laserstrålen. Imidlertid er det i princippet også muligt at udforme bunden af fordybningerne med en reliefstruktur. Som vist i fig. 3b kan pladen også have information, der skrives ved tilvejebringelse af huller 14 i det reflekterende lag 6, der dækker reliefstrukturen. Fig. 3e viser et eksempel på et signal, der opnås, når man aflaser en reliefstruktur som vist i fig. 3d. Dette signal 20 udviser maksima ved beliggenheden af fordybningerne 13 eller hullerne 14 og en amplitudemodulation svarende til reliefstrukturen (d i fig. 3c) med frekvensen f_0 for nævnte maksima. Modulationsstrukturen i bunden af hullerne 14 yder praktisk taget intet bidrag til signalet, fordi den næppe reflekterer lys, eftersom det 25 reflekterende lag 6 er fjernet. I denne forbindelse skal det bemærkes, at det eksempelvis også er muligt på et reflekterende underlag 5 at tilvejebringe et ikke-

reflekterende lag 6, der lokalt fjernes. Som følge heraf vil modulationen med frekvensen f_0 tilfredsstillende kunne aflæses på de steder 14, hvor det ikke-reflekterende lag er blevet fjernet.

5 I fig. 3a til 3d er fordybningerne 13 eller hullerne 14 vist som kontinuerlige huller eller fordybninger, hvilket betyder, at når der er mere end én bit, har man en aflang spalte, hvis længde svarer til antallet af successive bit. Det er imidlertid også muligt at til-
10 vejebringe en separat fordybning eller et separat hul for hver bit. Dette fremgår af fig. 3f, der viser et spor 4, hvori taktmodulationsstrukturen repræsenteres ved forskellige former for skravering. I synkroniseringsområdet 8 kan fordybningerne 13 eksempelvis tilveje-
15 bringes ved midten af strukturens maksima eller minima, og de kan være overtrukket med reflekterende lag 6, hvilket symboliseres ved skravering igennem nævnte fordybninger 13. I informationsdelen 9 kan informationshullerne 14 tilvejebringes i det reflekterende lag 6
20 ved taktinformationsstrukturens maksima og minima. Som en anden mulighed, og som det også er vist i informationsområdet 9 i fig. 3f, kan hullerne 14' tilvejebringes ved nulpunkterne i taktinformationsstrukturen. I så henseende er beliggenheden af fordybningerne 13
25 eller hullerne 14 ikke af afgørende betydning, forudsat at faseforholdet til taktinformationsstrukturen er fast og kendt. Formen af informationsstrukturen har heller ingen stor betydning. I stedet for den rektangulære form, der er vist i fig. 3, kan den også have sinusform,
30 hvilket nemt er opnåeligt, når der er tale om fremstilling ved hjælp af en moduleret laserstråle. Det eneste, der har betydning, er, at taktsynkroniseringsstrukturen udviser en frekvenskomponent, der nemt kan detekteres ved frekvensen f_0 eller $2f_0$, og som ikke udviser kraftige
35 komponenter i spektret for det synkroniseringssignal eller digitalinformationssignal, der er registreret eller skal registreres, hvilket generelt er tilfældet, når taktinformationsstrukturen d har en grundfrekvens f_0 el-

ler $2f_0$ og kun har højere harmoniske. I så fald er den anden harmoniske $2f_0$ henholdsvis $4f_0$, og dermed, som det fremgår af fig. 4, falder uden for den del af informationsspektret, der har interesse.

5 For at forklare hvorledes strukturerne i henhold til fig. 3 kan tilvejebringes, henvises der til fig. 6, hvor fig. 6a viser et apparat til fremstilling af en registreringbærer i henhold til fig. 3c, medens fig. 6b viser et apparat til registrering af information på registreringbæreren i henhold til fig. 3c, og fig. 6c et apparat til aflæsning af en sådan registreringsbærer, hvor der er registreret information.

I det i fig. 6a viste apparat projiceres strålen 16 fra en laser 15 på en roterende plade 1 gennem en styrkemodulator 57, et spejl 17 og en fokuseringslinse 18 med henblik på frembringelse af spiralsporet 4, jf. fig. 1. Laseren 15 styres af en styrekreds 20, der sørger for impulsaktivering af laseren 15 med henblik på frembringelse af fordybningerne 13 (fig. 3) i synkroniseringsområdet 8. Modulatoren 57 styres af en kilde 19, der har en frekvens f_0 (eller $2f_0$) med henblik på frembringelse af taktmodulationsstrukturen i rillen 4. Som en anden mulighed kan man også module-re selve laseren 15. Pladen 1 bringes til at dreje 25 ved hjælp af en motor 21, der med henblik på hastighedsregulering er udstyret med en servostyring, der f. eks. indbefatter en tachogenerator 22, en referencekilde 24 og en servoforstærker 23. For at sikre at registreringsområderne 8 placeres korrekt på pladen i 30 rillen 4 og for eventuelt at opnå en korrekt tangential fordeling af modulationen ved frekvensen f_0 på pladen kan kredsen 20 og eventuelt kilden 19 for frekvensen f_0 låses til servostyringen. Endvidere styres kredsen 20 af kilden 19 med henblik på at sikre det korrekte faseforhold mellem synkroniseringsfordybningerne 35 13 og taktmodulationsstrukturen. Herefter kan pladen 1 forsynes med det nævnte lag 6.

Fig. 6b viser et apparat til registrering af infor-

mation på den præparerede plade 6 og samtidig aflæsning af taktmodulationsstrukturen. Apparatet omfatter den roterende plade 1 og en laser 15, hvis stråle 16 projiceres på pladen 1 gennem et halvtransparent spejl 17 og en fokuseringsoptik 18. En fotodetektor 27 i form af et lysfølsomt element, f.eks. en fotodiode, detekterer det reflekterede bundt 60 og omdanner det til et elektrisk signal, hvorfra der ved hjælp af båndpasfilteret 28 udledes en komponent med frekvensen f_0 eller $2f_0$, hvilken komponent i hovedsagen hidrører fra den taktmodulationsstruktur, der er tilvejebragt i spor 4. Dette signal kan også tilføres en fase-løsløjfe 29, der forbedrer filtreringen og gør taktsignalet mere konstant og eventuelt kompenserer for kortvarige signaludfald. Taktsignalet er tilgængeligt på udgangen 31. Der kan registreres data ved impulsmodulering af laserbundtet 16, direkte ved hjælp af en modulator indsat i bundtet, eller som vist i fig. 6b ved modulering af laseren 15 ved hjælp af en skrivemodulert kredsløb 25, hvis indgang 26 får tilført informationen, og som synkroniseres med taktsignalet over udgangen 31.

Den information, der er indeholdt i synkroniseringsdelene, genvindes fra det reflekterede bundt 60 ved hjælp af fotodetektoren 27 og en aflæsekreds 30, og denne information afgives til udgangen 32. Aflæsekredsen 30 kan også synkroniseres med taktsignalet over udgangen 31. Den nævnte information anvendes til at synkronisere kredsen 25 og til at opnå den korrekte position på pladen. Den kan også anvendes i en i fig. 6b ikke vist servostyring til radial positionering af optikken 18 og spejlet 17 med henblik på registrering i den ønskede del af spor 4 og styring af drivarrangementet for pladen 1, hvilket i fig. 6b symbolsk repræsenteres ved den punkterede linie 62.

Endvidere kan apparatet være udstyret med en sporingsskreds 33, der fra signalet fra detektoren 27 udleder et sporingssignal med henblik på at holde bundtet 16 på sporet 4 ved at styre vinklen mellem spej-

let 17 og bundtet 16. Denne regulering antydes ved den punkterede linie 61 i fig. 6b.

Fig. 6c viser et apparat til aflæsning af en plade, hvori der er foretaget registrering. I praksis vil dette apparat kombineres med det i fig. 6b viste apparat. Apparatet omfatter en laser 15, hvis bundt 16 projiceres på pladen 1 gennem et spejl 17 og en optik 18. Det reflekterede bundt 60 detekteres ved hjælp af en fotodetektor 27, og det resulterende elektriske signal føres gennem et båndpasfilter 28 centreret på frekvensen f_0 og til en faselåsesløjfe 29, der er afstemt til frekvensen f_0 , således at taktsignalet ved frekvensen f_0 (eller $2f_0$) er tilgængeligt over udgangen 31. Den information, der er registreret på pladen, dekodes fra det elektriske signal, der hidrører fra detektoren 27, ved hjælp af aflæsekredsen 30, således at udgangen 32 på aflæsekredsen afgiver den digitalinformation og den information, der er indeholdt i synkroniseringsområderne 8. Denne aflæsekreds synkroniseres ved hjælp af taktsignalet på udgangen 31. Desuden kan der fra det bundt, der detekteres af detektoren 27, udledes et sporingsignal ved hjælp af en sporingskreds 33 med henblik på styring af spejlet 17, således at bundtet 16 nøjagtigt følger sporet 4. Drivarrangementet 21 for pladen kan være indbygget i en servostyring, der f.eks. omfatter en tachogenerator 22, en referencekilde 24 og en servoforstærker 23 med henblik på hastighedsregulering, hvilken servostyring kan låses til aflæsekredsen 30. Endvidere omfatter apparatet også en styremekanisme 35 - hele mekanismen betegnes 36 i fig. 6c - til bevægelse af optikken 18 sammen med spejlet 17 og detektoren 27 i radial retning, således at man valgfrit kan aflæse en given del af pladen, som vælges på basis af informationen til indgangen 37 til styremekanismen 35 og af den information, der hidrører fra synkroniseringsområderne og er tilgængeligt over udgangen 32 på aflæsekredsen 30.

Den taktinformationsstruktur, der registreres eller

er blevet registreret i sporet 4, kan indtage forskellige former. Fig. 7 viser nogle få eksempler. Fig. 7a viser skematisk et spor 4, hvori taktinformationen er i form af højdevariationer, der symbolsk repræsenteres ved den afbrudte skravering, og som eksempelvis opnås ved modulering af styrken af det laserbundt, der skriver sporet 4. Fig. 7b viser sporet 4, hvori taktinformationen er i form af en variation af bredden af sporet 4, hvilket opnås ved modulering af laserbundtfokuseringen, idet man f.eks. styrer objektivet 18 (fig. 6a) ved hjælp af kredsen 59 (fig. 6a). Det er imidlertid også muligt at have en variation af bredden og dybden, hvilket i praksis ofte vil være tilfældet, når styrken eller fokuseringen af laserbundtet moduleres. Fig. 7c viser sporet 4, hvori taktinformationen er i form af en radial variation af positionen af sporet, hvilket opnås ved f.eks. at modulere spejlet 17's vinkel i relation til bundtet 16 (jf. fig. 6c) ved hjælp af kredsen 58. Alle de viste variationer har en periodelængde L_0 lig med V/f , hvor V er pladens tangentielle hastighed på det pågældende sted, og f er frekvensen af det ønskede takt-signal, hvilken frekvens svarer til et nulpunkt i det tilfældige frekvensspektrum for de data, der skal registreres, eksempelvis frekvensen f_0 , hvis der er tale om quadphase-modulation, jf. fig. 4c og 5c.

Et sporingssignal kan f.eks. tilvejebringes ved radial wobbulering i det rilleformede spor, f.eks. ved at styre spejlet 17 (fig. 6a) med f.eks. et som sinus-funktion varierende radiale udslag med en bølgelængde på pladen, der under afspilning med normal hastighed giver en af detektoren 27 (fig. 6) detekteret lysstyrkevariation, hvis frekvens ligger uden for dataspektret, f.eks. under frekvensen $0,2f_0$ (fig. 4). Ved f.eks. synkron detektion kan man fra denne signalkomponent udlede en angivelse af, hvor meget midten af detektoren afviger fra midten af sporet 4. En sådan radial wobbulering kan kombineres med en taktmodulationsstruktur eksempelvis med den struktur, der er vist i fig. 7a, dvs. den

kombination, der er vist i fig. 7d. En speciel kombination opnås, når wobbuleringen på pladen har en bølgelængde lig med bølgelængden af taktmodulationsstrukturen og står i et fast forhold hertil, hvilket gør synkron-

5 detektionen overflødig. Fig. 7e viser en sådan struktur, nemlig en dybdemodulationsstruktur, der repræsenteres af skiftevis skraverede og ikke-skraverede områder i sporet 4 i kombination med en radial positionsvariation, der er forskudt 90° , dvs. en kvart bølgelængde af denne

10 struktur, hvilken struktur kan tilvejebringes ved i det i fig. 6a viste apparat at modulere spejlet 17's vinkel i forhold til strålen 16 ved hjælp af kredsen 58. Hvis man så vælger dybdemodulationsstrukturen, således at delene af mindste dybde falder sammen med overfladen

15 af pladen 1, vil servosporet 4 have form som en sekvens af radiale asymmetriske fordybninger, der i tangential retning ligger i indbyrdes afstand lig med nævnte afstand L_0 . Fig. 7f viser et eksempel på et sådant spor 4.

20 Fig. 8a viser princippet for aflæsesektionen i et apparat til skrivning af data på eller aflæsning af data fra en registreringsbærer i henhold til den tidligere nævnte patentansøgning. Fig. 8b viser frekvensspektret for det signal I, der detekteres af detektoren 27. Apparatet omfatter en fotodetektor 27, der skanderer

25 sporet 4. Detektoren 27 afgiver et signal, hvis spektrum er som vist i fig. 8b, dvs. i det foreliggende eksempel spektret for et quadphase-moduleret signal Sd med taktsignal Sc. Taktsignalet Sc udledes ved hjælp af

30 et båndpasfilter 28, der fortrinsvis er efterfulgt af en faselåsesløjfe 29. Taktsignalet Sc er tilgængeligt over udgangen 31. Det digitale signal Sd er det signal, der registreres i synkroniseringsområdet 8, og under aflæsningen detekteres det signal, der er registreret i synkroniseringsområdet 8 og i informationsområdet 9 ved hjælp af en aflæsekreds 30, der er synkroniseret med taktsignalet Sc. Det aflæste datasignal er tilgængeligt over udgangen 32. Endvidere kan der udle-

des et radiale springssignal fra det signal, der hidrører fra detektoren 27. Når der er information, der skal registreres i informationsområderne 9, detekterer kredsen 30 kun den information, der er indeholdt i 5 synkroniseringsområderne 8, og som sammen med taktsignalet S_c tilføres skrivekredsen 25 med henblik på modulering af skrivelaseren 15's stråle.

Når der anvendes en lavfrekvent radial wobbulering med henblik på opnåelse af et radiale springssignal, 10 kan man bruge det i fig. 9a viste apparat, medens fig. 9b viser frekvensspektret for det signal, der detekteres af detektoren 27. Når der aflæses et spor 4 med en radial wobbulering, kan der anvendes en fotodetektor 27, der er delt op i to sektioner a og b i forhold 15 til en aksial linie. En differensforstærker 40 eller en lignende kreds danner differensen mellem de signaler, der detekteres af sektionerne a og b, og en summationsforstærker 41 eller en lignende kreds danner summen af disse signaler. Det i fig. 9b viste frekvensspektrum 20 indbefatter spektret for det quadphase-modulerede signal S_d , taktsignalet S_c og det lavfrekvente signal S_w , der skyldes wobbuleringen. I sumsignalet kommer wobbuleringen til udtryk som en amplitudemodulation med taktsignalet S_c som bærebølge, hvilket i fig. 9b repræsenteres af sidebåndene S_c-w og S_c+w , hvilke sidebånd har 25 amplitude lig med nul, når detektoren 27 nøjagtigt følger midten 45 af sporet 4. Ved filtrering af sumsignalet ved hjælp af båndpasfilteret 28 opnår man taktsignalet S_c , og hvis ikke filteret har et alt for 30 snævert bånd, får man også sidebåndene. Udgangssignalet fra båndpasfilteret 28 tilføres faselåsesløjfen 29, hvis udgang 31 afgiver taktsignalet S_c . Udgangssignalet fra båndpasfilteret 28 tilføres også en synkron demodulator 42, der også får tilført taktsignalet S_c 35 og afgiver modulationen S_w .

Frekvensen af den radiale wobbulering genvindes fra differenssignalet fra forstærkeren 40 ved hjælp af båndpasfilteret 38 og faselåsesløjfen 39, hvilken

frekvens sammen med udgangssignalet fra synkrondektekto-
ren 42 tilføres en synkrondektektor 43. Udgangen 44
fra denne synkrondektektor afgiver modulationen i wobble-
signalet Sw, hvilken modulation kan anvendes som et ra-
5 dialt sporingssignal og repræsenterer afvigelsen mellem
dektektoren 27 og den stiplede linie 45, der i fig.
9a angiver midten af sporet 4. Dette radiale sporingss-
signal kan styre spejlet 17, som antydnet i fig. 6b og 6c.

Dataene i sporet 4 genvindes fra sumsignalet på
10 udgangen fra forstærkeren 41 på samme måde som i appa-
ratet ifølge fig. 8a. Når der er tale om registrering
af information, kan man anvende de samme foranstaltnin-
ger som i apparatet i henhold til fig. 8a, hvilket også
gælder for apparatet ifølge fig. 10, 11a og 12.

15 Fig. 10 viser en variant af det i fig. 9 viste ap-
parat, hvor man opnår en bedre signalseparering. Detek-
toren 27 er nu delt op i forhold til en tangential
linie, således at der dannes fire kvadranter a, b, c
og d, idet sektionerne a og b henholdsvis c og d er
20 beliggende på den ene side henholdsvis den anden side
af den tangentielle linie, medens sektionerne a og c
henholdsvis b og d er beliggende på den ene side hen-
holdsvis den anden side af den radiale linie. En for-
stærker 41 eller en lignende kreds danner summen af
25 signalerne fra sektionerne a, b, c og d, således at
denne forstærker er særlig følsom overfor variationerne
i styrken af det bundt, der reflekteres af sporet 4,
dvs. overfor datasignalet Sd. En forstærker 421 dan-
ner differensen mellem sektionerne a + b henholdsvis
30 c + d på den ene side henholdsvis den anden side af den
tangentielle linie, således at denne forstærker 421 er
særlig følsom overfor variationerne af sporet 4 i tan-
gential retning, dvs. overfor taktsignalet Sc, medens
en forstærker 46 danner differensen mellem sektionerne
35 a + c og b + d på den ene side henholdsvis den anden
side af den radiale linie, således at denne forstærker
er særlig følsom overfor variationerne af sporet 4 i
radial retning, dvs. overfor det signal Sw, der svarer

til wobbuleringen.

På samme måde som for apparatet ifølge fig. 9a genvindes taktsignalet S_c fra udgangssignalet fra forstærkeren 46 ved hjælp af båndpasfilteret 28 og faselåsesløjfen 29, medens frekvensen af wobbuleringssignalet S_w genvindes ved hjælp af båndpasfilteret 38 og faselåsesløjfen 39. Udgangssignalet fra båndpasfilteret 28 indeholder wobbuleringssignalet S_w i form af en amplitudemodulation af taktsignalet S_c , og dette udgangssignal detekteres synkront med taktsignalet ved hjælp af synkron-detektoren 42, der afgiver wobbuleringssignalet S_w , hvis amplitudevariation repræsenterer detektoren 27's afvigelse fra midten 45 af sporet 4. Dette signal S_w detekteres synkront med udgangssignalet fra faselåsesløjfen 39, dvs. med wobbulering-frekvensen ved hjælp af synkron-detektoren 43, således at udgangen 44 afgiver radialspringssignalet. Datasignalet genvindes fra udgangssignalet fra forstærkeren 41 og synkroniseres med taktsignalet S_c ved hjælp af aflæsekredsen 30.

Matematisk kan virkemåden for det i fig. 9a og 10 viste apparat med hensyn til genvinding af radialspringssignalet forklares på følgende måde. Signalet I , der detekteres af detektoren 27, er et produkt af taktmodulationen, wobblemodulationen og radialspringfejlen, og hvis man ser bort fra datasignalet, kan det udtrykkes ved

$$I = A_r \sin(\omega_w t) \sin(\omega_c t)$$

hvor A_r er en funktion af springfejlen, ω_w vinkelfrekvensen for wobblesignalet S_w , ω_c vinkelfrekvensen for pilotsignalet S_c og t tiden. Synkron-detekteringen med pilotsignalet S_c giver størrelsen $A_r \sin(\omega_w t)$, og den efterfølgende synkron-detektering med wobblefrekvensen ω_w giver signalet A_r .

Fig. 11a viser aflæsesektionen i et apparat til aflæsning af data fra et spor 4 med en taktmodulationsstruktur og en wobbulering til frembringelse af et radialspringssignal, idet wobblesignalet S_w har en frekvens

i hovedsagen lig med frekvensen af taktsignalet S_c . Fig. 11b viser frekvensspektret, hvori S_d repræsenterer datsignalet og S_c-w en størrelse, som har en frekvens lig med forskellen mellem frekvenserne af taktsignalet S_c og wobblesignalet S_w , hvilken differens eksempelvis er på 30 kHz. Denne størrelse opnås ved, at detektoren 27 får tilført produktet af wobblemodulationen og taktmodulationen. Som følge heraf er denne størrelse placeret i den lavfrekvente del af spektret og vil derfor næppe blive påvirket af den digitale information. Amplituden af denne størrelse repræsenterer radialsporings-signalet. Amplituden er nul, hvis midtermlinien 45 i sporet følges nøjagtigt. I så fald giver wobbuleringen et signal på det dobbelte af differensfrekvensen, hvilket signal ikke bruges, samt et signal på selve wobbuleringsfrekvensen.

På samme måde som i apparatet ifølge fig. 10 omfatter apparatet en forstærker 41 til dannelse af summen af signaler fra sektionerne a , b , c og d i fotodetektoren 27, og fra sumsignalet udleder et båndpasfilter 48 en størrelse på differensfrekvensen. Ved hjælp af en synkron-detektor 43, som får tilført denne differensfrekvens, demoduleres nævnte størrelse, der eventuelt tilføres et lavpasfilter 49, hvis udgang 44 afgiver radialsporingssignalet.

Taktsignalet S_c tilvejebringes på samme måde som i apparatet ifølge fig. 10 ved bestemmelse af differensen mellem de signaler, der hidrører fra de to radiale halvdele $a + c$ henholdsvis $b + d$ af fotodetektoren 27 ved hjælp af forstærkeren 46, hvorefter differenssignalet efter filtrering i båndpasfilteret 28 tilføres fase-låsesløjfen 29. På samme måde som i apparatet ifølge fig. 10 tilvejebringes wobblesignalet S_w ved bestemmelse af differensen mellem signaler fra de to aksiale halvdele $a + b$ og $c + d$ af fotodetektoren 27 ved hjælp af forstærkeren 421, hvis udgangssignal gennem et båndpasfilter 38 tilføres en fase-låsesløjfe 39. Differensfrekvensen til aflæsekredsens synkron-detek-

tor 43 tilvejebringes ved tilførsel af det således til-
vejebragte taktsignal S_c og af wobblesignalet S_w til en
synkron-detektor 42, hvorpå det resulterende signal på
differensfrekvensen tilføres synkron-detektoren 43 gen-
5 nem båndpasfilteret 47.

Med aflæsekredsen 30 synkroniseret på taktsigna-
let S_c kan datasignalet genvindes fra udgangssignalet
fra forstærkeren 41.

Hvis frekvensen af wobblesignalet S_w vælges lig med
10 frekvensen af taktsignalet, vil man på fig. 11b se, at
størrelsen på differensfrekvensen direkte udgør jævn-
spændingssporings-signalet. Dette sporingssignal kan så-
ledes opnås uden synkron-detektering. Faseforskellen mel-
lem de to spormodulationer bør ikke være lig med nul,
15 eftersom der kun kan identificeres en enkelt modulation,
hvis de to modulationer er i fase. Det har vist sig, at
 90° er en optimal faseforskel.

Fig. 7e og 7f viser en sådan struktur, der kan af-
læses med den enkle aflæsekreds, der er vist i fig. 12.

20 I det i fig. 12 viste apparat er fotodetektoren 27
delt op i to radiale halvdele a og b med henblik på
optimal detektering af taktsignalet S_c , der opnås over
udgangen 31. Signalet opnås ved at danne forskellen
mellem de signaler, der fra de to halvdele a og b tilføj-
25 res forstærkeren 46, hvorpå signalet filtreres i bånd-
pasfilteret 28 og tilføres fase-låsesløjfen 29. Ved
filtrering af udgangssignalet fra forstærkeren 46 med
et lavpasfilter 49 er det radiale sporingssignal direk-
te tilgængeligt over udgangen 44. Det digitale signal
30 genvindes fra differenssignalet ved hjælp af aflæsekred-
sen 30, som synkroniseres med taktsignalet S_c . Som en
anden mulighed kan datasignalet og det lavfrekvente spo-
ringssignal genvindes fra summen af de to halvdele.

Hvad angår sporing under registrering af datasigna-
35 ler, kan apparatet i henhold til fig. 8a til 12 udvides
med et arrangement til modulering af en laserstråle 16,
hvilket arrangement synkroniseres med taktsignalet S_c
og med det signal, der aflæses fra synkroniseringsområ-

derne, jf. den tidligere under henvisning til fig. 6b givne forklaring.

I det foregående er det i hvert enkelt tilfælde blevet antaget, at der anvendes én fotodetektor 27, der 5 detekterer det reflekterede bundt 16 (fig. 6). Specielt ved de høje bitfrekvenser, og når der registreres data i informationsområderne 9 med et laserbundt, der er relativt kraftigt i forhold til det bundt, man anvender til aflæsning, kan det være problematisk at genvinde 10 taktinformationen fra det bundt, der reflekteres mellem to successive skriveimpulser. Da der i mange tilfælde anvendes et følger-laserbundt for at kunne detektere det registrerede signal, kan man i så fald anvende det i fig. 13 viste apparat, hvori sporet 4, der i forhold 15 til fotodetektoren 27 bevæger sig i den ved pilen 63 angivne retning, skanderes af et informationsskrivebundt 16a og et følgebundt 16b, idet nævnte bundter eksempelvis opnås ved hjælp af en strålesplitter 68, spejle 17a og 17b og optiske systemer 18a og 18b. Der 20 kan anbringes en modulator i bundtet 16a for at kunne modulere dette bundt. Apparatet omfatter en fotodetektor 27, der med hensyn til aflæsning af datasignaler og sporingssignaler fuldt ud svarer til det apparat, der er vist i fig. 8a, 9a, 10, 11a eller 12a. Endvidere om- 25 fatter apparatet en fotodetektor 50 til detektering af refleksionen af følgebundtet 16b, der projiceres på sporet en vis afstand bag bundtet 16a. Under aflæseprocessen, og når synkroniseringsområderne 8 aflæses, tilvejebringes taktsignalet Sc ved tilførsel af 30 det signal, der detekteres af fotodetektoren 27 til en faselåsesløjfe 29 gennem en forstærker og et båndpasfilter, der for overskueligheds skyld ikke er vist i fig. 13, eksempelvis forstærkeren 46 og båndpasfilteret 28 i fig. 11a. Desuden og specielt under skrive- 35 processen genvindes taktsignalet også på samme måde fra det signal, der detekteres af fotodetektoren 50, eventuelt gennem et ikke vist båndpasfilter og en faselåsesløjfe 501, men signalet forsinkes i forhold til takt-

signalet fra fotodetektoren 27 ved hjælp af en forsinkelseskreds 51, hvis udgangssignal tilføres udgangen 31. En fasekomparator 52 sammenligner faserne af det forsinkede taktsignal med faserne af det taktsignal, der

5 fås fra fotodetektoren 27, og ved hjælp af en omskifter 53 indstilles forsinkelseskredsen 51 således, at taktsignalet fra fotodetektoren 50, som er blevet forsinket gennem forsinkelseskredsen 51, er i fase med

10 signalerne fra fotodetektoren 27. Under aflæsningen af synkroniseringsområderne 8 er omskifteren 53 lukket, og forsinkelseskredsen 51 indstilles således, at det med forsinkelseskredsen 51 forsinkede taktsignal fra fotodetektoren 50 er i fase med taktsignalet fra fotodetektoren 27. Under registreringen af data i informa-

15 tionsområderne 9 er omskifteren 53 åben og taktsignalet genvindes fra det reflekterede hjælpebånd 16b til fotodetektoren 50, og ved hjælp af forsinkelseskredsen 51 bibringes den forsinkelse, der blev indstillet under aflæsningen af synkroniseringsområderne 8.

20 Omskifteren 53 styres af de synkroniseringssignaler, som aflæserkredsen 30 aflæser fra synkroniseringsområderne.

I denne forbindelse skal det bemærkes, at skrivningen af information med enhedsfordybninger, dvs. registrering af informationen ved separat detekterbare ændringer i overfladestrukturen på registreringsbæreren, som vist i fig. 3f, frembringer en frekvenskomponent ved frekvensen $2f_0$ i det i fig. 4 viste spektrum for det signal, der aflæses. Dette behøver ikke at være et problem, når

30 man anvender en taktmodulation, fordi denne taktmodulation, såfremt den har en frekvens lig med $2f_0$, kan anvendes, når der registreres information, og hvis der under registrering opretholdes et korrekt faseforhold med taktsignalet, vil det under aflæsning falde sammen

35 med komponenten $2f_0$ på grund af brugen af enhedsfordybninger. Når der anvendes quadphasemodulation (fig. 4c og 5c), vil taktsignalet have en frekvens lig med f_0 , og i så fald fører komponenten med frekvens $2f_0$ ikke til pro-

blemer.

Fig. 14 viser et diagram til forklaring af strukturen i den kode, der anvendes i transmissionsanlægget ifølge opfindelsen, og til anskueliggørelse af de forskellige parametre, med hvilke denne kode kan defineres. Det kodede signal består af successive symboler S_b , der hver har en varighed $s\tau_0$, hvor s er et positivt heltal og τ_0 et tidsinterval. Hvert symbol S_b betragtes som bestående af en overlejring af M grupper G_m , hvor m er et heltal fra 1 til M . I hver gruppe G_m kan impulser optage I positioner t_{mi} , hvor m er nummeret på gruppen G_m og i et nummer inden for gruppen G_m fra 1 til I . Den første position t_{m1} indenfor hver gruppe G_m er placeret et tidsinterval ϵ_m fra begyndelsen af symbolet S_b . Indenfor hver gruppe G_m er positionerne t_{mi} ækvidistante i tidsintervaller τ . For antallet af positioner I inden for en gruppe gælder betingelsen $\epsilon_m + (I-1)\tau < s\tau_0$, eftersom samtlige positioner t_{mi} skal være inden for symbolvarigheden $s\tau_0$. Endvidere gælder det for koden, at der indenfor hver gruppe G_m altid er et konstant antal k positioner, der er optaget, idet konstanten k er den samme for hver gruppe og mindre end I . Således er der altid k positioner af de I mulige positioner indenfor hver gruppe, der er optaget.

Til yderligere forklaring af koden ifølge fig. 14 viser fig. 15 et eksempel med to grupper G_1 og G_2 ($M=2$), der hver har 4 positioner, der kan optages ($I=4$), hvor $\tau = \tau_0$, $s = 4$, $\epsilon_1 = 0$, $\epsilon_2 = \frac{1}{2}\tau_0$ og $k = 1$. Den ene position af alle fire positioner i en gruppe er altid optaget, og positionerne i begge grupper har pladser, der skiftes et tidsinterval $\frac{1}{2}\tau_0$ i forhold til hinanden.

Fig. 15 viser fire successive symboler S_{b1} , S_{b2} , S_{b3} og S_{b4} , hvert med vilkårligt optagne positioner og med signalet S_b opnået ved overlejring af de to grupper G_1 og G_2 .

Hvad angår det sammensatte signal S_b , karakteriseres koden derfor ved, at det pr. symbol altid er det samme antal positioner, der er optaget, og at de optagne positioner er jævnt fordelt over M grupper, der er blevet

skiftet en brøkdel af tidsintervallet τ i forhold til hinanden. I eksemplet i henhold til fig. 15 er der otte mulige positioner, der kan optages inden for ét symbol - fire fra hver gruppe -, hvoraf to altid er optaget, én i prioritetsrækkefølge i ulige position og én i prioritetsrækkefølge i lige position.

En sådan ensartet fordeling af positioner over grupper, der skiftes brøkdele af tidsintervallet τ , idet positionerne indenfor hver gruppe indbyrdes placeres i tidsintervaller τ , har vist sig i praksis at være meget hensigtsmæssig hvad angår faseforholdet med et taktsignal, der hvad angår sin vinkelfrekvens ω_c er knyttet til varigheden τ , eksempelvis et taktsignal, der har en vinkelfrekvens $\omega_c = \frac{2\pi}{\tau}$.

Hvis det tilfældige effektspektrum af et kodemoduleret signal defineret på basis af fig. 14 beregnes - denne beregning skal ikke specificeres her, fordi den er meget indviklet -, viser det sig, at dette spektrum omfatter en kontinuerlig del med nulpunkter ved vinkelfrekvenser $\omega = n \cdot \frac{2\pi}{\tau}$, hvor n er et heltal, og et Diracspektrum ved vinkelfrekvenser $\omega = \ell \cdot \frac{2\pi}{s\tau_0}$, hvor ℓ er et heltal, hvilken række af Dirac-spids⁰ udviser en vis frekvensafhængig amplitudfordeling $D(\omega)$.

I betragtning af brugen af taktsignaler er det hensigtsmæssigt at have nulpunkter i det kontinuerlige spektrum for at give mulighed for valg af taktfrekvensen på et nulpunkt i det kontinuerlige spektrum. Hvad angår taktsignalet kan man skelne mellem to tilfælde: et første tilfælde, hvor en Dirac-spids i det kodede signal anvendes som et medudsendt taktsignal, dvs. hvor en Dirac-spids kan vælges på et nulpunkt i det kontinuerlige spektrum, og et andet tilfælde, hvor et taktsignal tilføjes det kodede signal, og hvor der ikke skal være nogen Dirac-spids på det nulpunkt i det kontinuerlige spektrum, hvor det tilføjede taktsignal er positioneret, for at undgå, at der forekommer interferens. På et givet nulpunkt i det kontinuerlige spektrum er Dirac-spektret lig med nul, når $n \cdot \frac{2\pi}{\tau}$ er forskellig fra $\ell \cdot \frac{2\pi}{s\tau_0}$, hvilket

med sikkerhed er tilfældet for hvert nulpunkt i det kontinuerlige spektrum, når τ er irrationelt knyttet til τ_0 . Under de mest realistiske betingelser, der i praksis forekommer, vil τ næsten altid være rationelt knyttet til τ_0 , hvorfor der er Dirac-spids

5 τ_0 , hvorfor der er Dirac-spids på nulpunkterne i det kontinuerlige spektrum, hvilken situation kan benyttes i det førstnævnte tilfælde for at separere en Dirac-spids og bruge den som taktsignal. I de tilfælde, hvor τ_0 er rationelt knyttet til τ , kan nulpunkter i Dirac-spektret

10 falde sammen med nulpunkter i det kontinuerlige spektrum, når amplitudefunktionen $D(\omega)$ af sekvensen af Dirac-spids er lig med nul på et sådant nulpunkt i det kontinuerlige spektrum, hvor der er tilføjet et taktsignal.

For hvert enkelt tilfælde kan sidstnævnte mulighed

15 undersøges ved udvælgelse af et antal parametre. I de efterfølgende betragtninger vælger man $s\tau_0 = I\tau$, hvorfor symbol længden $s\tau_0$ er lige så stor som antallet af I okkuperbare positioner t_{mi} i indbyrdes tidsintervaller pr. gruppe G_m tilsammen, hvilket er det mest realistiske

20 valg, fordi hvis $s\tau_0$ vælges større end $I\tau$, bliver symbolet unødvendigt langt, hvilket har en negativ effekt på informationstætheden, og hvis $s\tau_0$ vælges mindre end $I\tau$, vil dette i praksis, hvor τ vælges så lille som muligt - i tilfælde af en optisk registreringsbærer vil informationsfordybningerne eksempelvis vælges så korte, som systemets optiske opløsningsevne tillader det, medens tids-

25 intervallet τ mellem to okkuperbare positioner vælges tilsvarende lille, i betragtning af at $M-1$ andre fordybninger fra de resterende grupper G_m kan forekomme derimellem - føre til en utilladelig overlapning af hosliggende symboler. Endvidere vælges det laveste nulpunkt, der er forskelligt fra $\omega = 0$, som nulpunktet i det kontinuerlige spektrum, således at for $n = 1$ har man

30 $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau} = \frac{2\pi}{\tau_0}$, hvilket igen er det mest hensigtsmæssige valg, da signalfrekvenserne vælges så høje som muligt, og med hensyn til båndbredden og til opløsningsevnen, når der er tale om en optisk registreringsbærer, er det laveste nulpunkt $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau_0}$ derfor det mest velegnede punkt,

hvor der kan tilføjes et taktsignal. Med det ovenfor angivne valg af parametre har det vist sig, at amplitudfordelingen $D(\omega)$ har et nulpunkt ved $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau_0}$, når de oprindelige positioner ε_m er beliggende i ækvidistante

5 tidsintervaller, dvs. $\varepsilon_m = \varepsilon_1 + \frac{m-1}{M} \tau_0$. I de andre tilfælde, f.eks. når $\varepsilon_m = \varepsilon_1 + \frac{m-1}{M+\delta} \tau_0$, hvor δ er en faktor, der repræsenterer afvigelsen i afstanden mellem den oprindelige position ε_m og $\frac{\tau_0}{M}$, er der på nulpunktet $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau_0}$

10 en Dirac-spids, der eventuelt kan anvendes som taktsignal. δ vælges mindre end 0, hvilket bevirker, at de oprindelige positioner placeres i tidsintervaller kortere end $\frac{\tau_0}{M}$. Man kan i praksis ikke udvide tidsintervallerne i forhold til $\frac{\tau_0}{M}$, eftersom længden af symbolet i så fald skal forøges unødvendigt.

15 Det ovenfor angivne valg med ækvidistante udgangspositioner ε_m i indbyrdes tidsintervaller τ_0/M giver også i Dirac-spektret et nulpunkt ved $2\omega = \frac{4\pi}{\tau_0}$, idet M er lig med $4p$, hvor p er et heltal større end eller lig med 1. For andre værdier af M , f.eks. $M = 3$, er der på nulpunktet $2\omega_0$ en Dirac-spids, der kan anvendes som takt-

20 information, men i det eksempel, hvor der anvendes en optisk registreringsbærer, er denne Dirac-spids ikke hensigtsmæssigt placeret hvad angår den optiske grænsefrekvens.

25 Når man som taktsignal vælger en Dirac-spids, kan flere parametre vælges således, at amplitudefunktionen $D(\omega)$ ved taktsignalets vinkelfrekvens er maksimal for således at give det kraftigst mulige taktsignal, idet det i så fald er nødvendigt også at optimisere andre variabler, såsom informationstæthed. En generel regel for

30 dette kan ikke gives.

Det skal her bemærkes, at man altid og uanset den kode, man har valgt, kan tilvejebringe en Dirac-spids i spektret ved hjælp af en strukturel uensartethed i for-

35 dybningernes positioner.

Med det ovenfor nævnte valg af et nulpunkt både i det kontinuerlige spektrum og i Dirac-spektret ved $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau_0}$

kan flere parametre yderligere bestemmes på følgende måde ud fra den betragtning, at man allerede har valgt $s = I$, $\tau = \tau_0$ og $\varepsilon_m = \varepsilon_1 + \frac{m-1}{M} \tau_0$. For det første vælger man $k = 1$, dvs. én optaget position pr. gruppe. I så fald har ét symbol $I^M = s^M$ mulige positioner, hvilket indebærer, at der for et antal B binære bit, der skal kodes pr. symbol, gælder følgende relation:

$$2^B = s^M \text{ eller } B = M \log_2 s \quad 1)$$

hvor B er antallet af bit pr. symbol. Derfor har man $s = 4$ og $M = 2$, således at $B = 4$.

Når der er tale om en optisk skiveformet registreringsbærer, indebærer den optiske opløsningsevne, at der for fordybningerne er en minimal diameter d_0 . For $k = 1$ er der for hvert symbol sM positioner, der kan optages af fordybninger med en diameter d_0 . Pladens højeste tangentialhastighed findes på pladens inderste spor, hvor den er lig med V , som er et givet parameter. Kravet om, at der skal være sM positioner med en diameter d_0 pr. symbol på det inderste spor, indebærer, at:

$$sM d_0 \leq s \tau_0 V \text{ eller } M d_0 \leq \tau_0 V. \quad 2)$$

Et første kriterium findes nu, når det antages, at man foretrækker en plade med maksimal informationsmængde. Denne informationsmængde kan udtrykkes som mængden af B bit af binær information pr. sporelængdeenhed på det inderste spor, og denne karakteristiske bittæthed CBD indebærer ud fra relationen 2), at

$$CBD = \frac{B}{s \tau_0 V} \leq \frac{\log_2 s}{s d_0} \quad 3)$$

Et andet kriterium, som har specifik betydning, når der anvendes faststoflasere til at brænde fordybninger, hvori informationen registreres, er antallet af gengivne bit B^* for hvert brændt hul, hvilken parameter B^* repræsenterer den fornødne gennemsnitlige lasereffekt for en given informationstæthed CBD. B^* er lig med antallet B af bit pr. symbol divideret med antallet M af fordybninger pr. symbol, dvs.:

$$B^* = B/M = \log_2 s \quad 4)$$

Af det foregående fremgår det, at for at kunne vælge koden må udtrykkene 3) og 4) maksimeres. Hvad angår udtrykkene 3) og 4), skal der yderligere indføres den betingelse, at antallet af bit pr. symbol skal være et heltal. Da parameteren M er et heltal, indebærer dette, at s kun er et heltal, når B/M også er et heltal, eftersom man har $s = 2^{B/M}$. Derfor er antallet af bit pr. fordybning, nemlig B/M, også et heltal. Derfor kan man definere en parameter UB^* , som er det nyttige antal bit pr. fordybning:

$$UB^* = G(B/M) = G(\log_2 s) \quad 5)$$

hvor $G(\dots)$ er et symbol for "integreret værdi af". For den bittæthed, der er knyttet til pladeparametrene d_0 og V, kan den nyttige bitmængde UBS på samme måde udledes fra relationen 3):

$$UBD \leq G(\log_2 s) / s d_0 \quad 6)$$

Begge de parametre, der er angivet i udtrykkene 5) og 6), kan optimeres ved valget af koden. Med henblik herpå viser fig. 16 parameteren UB^* som funktion af s. Til bestemmelse af parameteren UBD_{\max} som funktion af s viser fig. 16 også funktionen UBD for flere hele værdier af $\frac{B}{M}$, hvor maxima i UBD i henhold til relationen 6) altid befinder sig. For UBD gælder det yderligere, at dette maksimum er lig med CBD_{\max} , dvs. den maksimale værdi af CBD, jf. relationen 3), idet fig. 16 viser funktionen

$$CBD_{\max} = \frac{\log_2 s}{s d_0} \quad 7)$$

Funktionen UBD_{\max} opnås ved i kurven $CBD_{\max} = \frac{\log_2 s}{s d_0}$ at vælge den maksimale værdi af parameteren B/M på kurverne for UBD ved hele værdier af B/M. Da man for s også har den praktiske betingelse, at det skal være et heltal, viser det sig, at de nyttige koder er de koder, der i fig. 16 angives ved prikkerne på kurven for UBD_{\max} . Når man har valgt et maksimum UBD_{\max} , kan man vælge punkterne a, b, c og d, idet man foretrækker punktet b fremfor punktet a, da begge giver den samme værdi for UBD_{\max} , men

den højeste værdi af UB^* er dog tilknyttet punktet b. Hvis der knyttes relativt stor betydning til valget af UB^* , må man i så fald vælge punkterne c og d i denne rækkefølge. Hvis man vælger punktet b, skal s være lig med

5 4. Disse valg er uafhængige af parameteren M, der ikke har indflydelse på udtrykkene 5) og 6). M indvirker imidlertid på symbollængden $s\tau_0$, fordi for givne pladeparametre d_0 og V vokser τ_0 , når værdien af M vokser. I betragtning af indvikletheden i dekodningen af symbolet

10 foretrækker man korte symboler, således at det logiske valg for M er $M = 2$. Af fig. 16 fremgår det, at det mest optimale valg for koden er den kode, der defineres af følgende parametre:

$$s = I = 4; M = 2; K = 1; \tau = \tau_0; \epsilon_2 = \epsilon_1 + \frac{1}{2}\tau_0 \quad 8)$$

15 De foregående betragtninger gælder for $k = 1$. For $k \geq 1$ gælder den samme ligning med $\log_2(s!/(s-k)!)$ i stedet for $\log_2 s$, eftersom det mulige antal kombinationer og dermed bitantallet B er ændret tilsvarende. Som eksempler herpå viser fig. 17 og 18 grafer, der svarer til gra-

20 fen ifølge fig. 16, men gælder for $k = 2$ henholdsvis $k = 3$ og kun viser UBD , UBD_{\max} og B^* . Af fig. 17 og 18 fremgår det, at man med en højere faktor k kan have en højere nyttebittæthed UBD med et højere antal bit B^* pr. fordybning. En ulempe ligger dog i, at dette sker ved en

25 højere værdi af $s\tau$ i forhold til det i fig. 16 viste eksempel, hvilket fører til længere symboler $s\tau_0$ og derfor også til en mere indviklet dekodning. Også i dette tilfælde skal valget baseres på en vurdering af forskellige faktorer. Hvis symbollængden ikke har stor betydning, er

30 det hensigtsmæssigt at vælge $k = 2$ og $s = 12$ (punkt a i fig. 17) med den samme UBD som punktet b i fig. 16, men med en højere faktor B^* . I så henseende er et alternativt valg $k = 3$, $s = 20$ (punkt a i fig. 16).

Med den valgte kodning, som defineret i relationen

35 8) er der for hvert symbol 16 mulige kombinationer. For hvert symbol kan der kodes fire bit af binær information, for hvilke man kan opstille en kodningstabel, der oplag-

res i et lager og aflæses som funktion af det signal, der skal kodes. En mere hensigtsmæssig løsning går ud på at opstille kodningstabellen således, at kodningen foregår på enklere måde, hvilket også gælder for dekodning. Fig. 5 19a viser en sådan tabel. De seksten muligheder for at optage to positioner ud af otte positioner for hvert symbol S_b vises til venstre, medens de binære værdier for fire bit b_1 , b_2 , b_3 og b_4 , der vælges i denne situation, vises til højre. Tabellen er således opstillet, at bit-

10 tene b_1 og b_2 bestemmer positionen i den første gruppe G_1 (positionerne 1, 3, 5 og 7), og at bittene b_3 og b_4 bestemmer positioner i den anden gruppe G_2 (positionerne 2, 4, 6 og 8). Dette er vist skematisk i fig. 19b, hvor hver mulig optaget position i gruppen G_1 angives af én

15 ud af fire mulige kombinationer af bittene b_1 og b_2 , og hver mulig optaget position i gruppen G_2 angives af én ud af fire mulige kombinationer af bittene b_3 og b_4 . De positioner, der kan optages som funktion af de ankommende bit b_1 , b_2 , b_3 og b_4 kan således opnås på enkel måde ved

20 hjælp af to-ud-af-fire-dekodere af i handelen almindelig tilgængelig type af formen two-in-one IC-kreds af f.eks. typen HEF 4555 fra firmaet Signetics.

Fig. 20a viser en modulator til kodning af et binært signal i overensstemmelse med tabellen i fig. 19a. Denne

25 modulator omfatter ved indgangen et skifteregister 101, der f.eks. består af en seriekombination af to fire-bit-skifteregistre af typen Signetics 74195. Dette skifteregister 101 har otte parallelle indgange 110-117 til paralleltilførsel af de binære værdier af 8 bit, en serieindgang 105 for serietilførsel af binær information,

30 otte parallelle udgange 118-125, en taktstyreindgang 106, således at informationen skiftes ved tilførsel af et taktsignal c_1 , samt en indgang 107, der ved tilførsel af et taktsignal c_2 gør det muligt at føre den information,

35 der er til stede over de parallelle indgange 110-117 ind i skifteregisteret 101. Taktsignalet c_1 , som vist i fig. 20b, tilføres indgangen 106. For hver impuls i dette taktsignal skiftes informationen ét skridt frem i

skifteregisteret. Ved hjælp af taktsignalet c_2 på indgangen 107 er der hver gang otte bit, der i parallel indføres i registeret.

Hvis der tilføres binær information til indgangen 5 105, skiftes informationen gennem skifteregisteret. På udgangen 125 opnår man de successive bit i form af sekvensen S_i , jf. fig. 20b).

På et givet tidspunkt t_1 , fig. 20b, er den første bit b_1 i et indgangsord på 4 bit ankommet til udgangen 10 125. Bittene b_2 , b_3 og b_4 er da til stede over udgangene 124, 123 og 122. Fire perioder af taktsignalet c_1 senere er det næste indgangsord på 4 bit til stede over udgangene 122, 123, 124 og 125. På denne måde optræder de successive indgangsord à 4 bit efter hinanden på tidspunkter, der indbyrdes ligger fire perioder af taktsignalet 15 c_1 fra hinanden.

Hvis informationen tilføres indgangene 110-117 i form af 8 parallelle bit, er der et 4-bit-ord til stede på udgangene 122-125, efter at de nævnte parallelle bit 20 er blevet ført ind under én impuls af taktsignalet c_2 . Fire perioder af taktsignalet c_1 senere er de over indgangene 110-113 indførte 4-bit-ord til stede over udgangene 122-125. Derefter indføres der otte nye bit under styring fra taktsignalet c_2 .

Skifteregisteret 101 har således til formål at 25 kombinere den binære information, der valgfrit indføres serielt eller i otte parallelle bit til successive ord af 4 bit b_1 , b_2 , b_3 og b_4 over de respektive udgange 125, 124, 123 og 122. I overensstemmelse med tabellen i 30 fig. 19a omdannes disse ord ved at forbinde udgangene 125 og 124 (bittene b_1 og b_2) med indgangene 129 og 128 i en én-ud-af-fire-dekoder 102 og ved at forbinde udgangene 123 og 122 (bittene b_3 og b_4) med indgangene 127 og 126 i en én-ud-af-fire-dekoder 103. Udgangene 130- 35 133 og 134-137 på de koderne henholdsvis 102 og 103 forbindes skiftevis med successive parallelle indgange 140-147 til et 8-bit-skifteregister 104 - dette skifteregister kan være opbygget på samme måde som skifte-

registeret 101 -, således at en af de fire indgange 141,
 143, 145 og 147 er optaget i afhængighed af bittene b_1
 og b_2 , og en af de fire indgange 140, 142, 144 og 146
 er optaget i afhængighed af bittene b_3 og b_4 , således
 5 at på de tidspunkter, f.eks. t_1 i fig. 20b, hvor et 4-
 bit-ord, der skal kodes, er til stede over udgangene
 122-125 på skifteregisteret 101, er det i henhold til
 tabellen i fig. 19b kodede ord til stede over indgangene
 140-147 til skifteregisteret 104. Under styring fra et
 10 taktsignal c_3 over indgangen 108 på tidspunktet t_2 , der
 forekommer kort efter tidspunktet t_1 for at kompensere
 for forsinkelsen i dekodernerne 101 og 102, indføres det
 kodede ord i skifteregisteret 104. Under styringen fra
 et taktsignal c_4 , der tilføres indgangen 109 til skif-
 15 teregisteret 104, skiftes den kodede information gennem
 skifteregisteret 104 frem til en udgang 138, der så-
 ledes afgiver det kodede symbol s_b . Skifteregisteret 104
 virker således som en parallel/serie-omsætter af udgangs-
 signalerne fra dekodernerne 102 og 103.

20 Da 4 bit i skifteregisteret 101 omdannes til 8 bit
 i skifteregisteret 104, er frekvensen af taktsignalet c_4
 det dobbelte af frekvensen af taktsignalet c_1 .

Man opnår en enkel modulering, når man vælger en
 sådan kodningstabel, at k positioner pr. gruppe G_m er
 25 fastlagt af forudbestemte bit fra det indgangsord, der
 skal kodes. Moduleringen foretages i så fald ved hjælp
 af M dekodere, der hver noterer k mulige positioner ud
 af I positioner som funktion af de tilsvarende bit i ind-
 gangssordet, idet M , k og I er de under henvisning til
 30 fig. 14 definerede parametre.

En udførelsesform for en demodulator for et i hen-
 hold til tabellen i fig. 19b moduleret signal skal nu
 beskrives nærmere under henvisning til fig. 21, idet
 fig. 21b viser koblingsdiagrammet over demodulatoren, og
 35 fig. 21a et diagram til forklaring af funktionen og vir-
 kemåden for denne demodulator.

For at man kan demodulere et signal, der er kodet i
 henhold til den ovenfor beskrevne metode, skal i det

mindste hver gruppe hver gang detekteres i sin helhed, hvilket betyder, at der kræves et skifteregister eller en forsinkelseslinje. I den i fig. 21b viste demodulator er der mellem en indgang 148 og et punkt 154 indskudt et antal forsinkelseskredse 149, 151 og 153, der hver 5 udvirker en tidsforsinkelse på τ_0 . På et givet tidspunkt er signalererne fra et givet symbol over positionerne ét, tre, fem og syv, dvs. signalererne i gruppen G, til stede over punktet 154, punktet 152 mellem forsinkelses-

10 kredsene 151 og 153 og punktet 150 mellem forsinkelseskredsene 151 og 149, og endelig punktet 148. Et tidsinterval $\frac{1}{2}\tau_0$ senere er det gruppen G_2 med positionerne 2, 4, 6 og 8, der forekommer over nævnte punkter.

En vanskelighed ved demoduleringen, specielt når 15 signalet aflæses fra en optisk registreringsbærer, ligger i, at signalniveauerne ikke er nøjagtigt definerede bl.a. på grund af støj. Kodningsmetoden indebærer, at der for hver gruppe altid er én og kun én position, hvor signalet viser et utvetydigt maksimum. I tabellen i fig. 21a an-

20 gives de fire mulige optagne positioner 1, 3, 5 og 7 i gruppen G_1 i søjlen til venstre, medens et X angiver for hver række den position, der er optaget. Hvis man med komparatorer V_1 - V_{12} sammenligner de signaler, der hver gang ankommer fra to positioner, vil komparatorerne V_1 og

25 V_{12} bestemme differensen mellem de i tabellen angivne positioner i relation til den relevante komparator, og resultaterne, der vises i tabellen, er, at man får et "+", når signalet fra en optaget position sammenlignes med signalet fra en ikke-optaget position, medens et "-"

30 opnås, når signalet fra en ikke-optaget position sammenlignes med signalet fra en optaget position, og et "?", dvs. ukendt resultat, opnås, når signalererne fra to ikke-optagne positioner sammenlignes. Af tabellen fremgår det, at de tre komparatorer, der sammenligner signalet fra en

35 optaget position med signalererne fra ikke-optagne positioner alle giver et "+", medens enhver anden gruppe af tre komparatorer altid giver et "-". En detektering af den optagne position kan så opnås ved tilførsel af udgangs-

signalerne fra komparatorerne i en gruppe på tre til en AND-port, f.eks. udgangene fra gruppen af komparatorerne $(V_1, V_2, V_3) - (V_4, V_5, V_6) - (V_7, V_8, V_9)$ og (V_{10}, V_{11}, V_{12}) til AND-portene A_1, A_2, A_3 og A_4 , jf. tabellen i
 5 fig. 21a. Ved at kombinere udgangssignalerne fra disse komparatorer med to NOR-porte O_1 og O_2 i overensstemmelse med den reciproke funktion af tabellen ifølge fig. 19b kan man opnå de to bit b_1 og b_2 , der hører til gruppen G_1 .

10 Et tidsinterval $\frac{1}{2}\tau_0$ senere forekommer de signaler, der hidrører fra positionerne 2, 4, 6 og 8 i symbolet på punkterne 148, 150, 152 og 154, og bittene b_3 og b_4 opnås på samme måde.

Den demoduleringsmetode, der er beskrevet under henvisning til fig. 21a, kan realiseres ved hjælp af den i
 15 fig. 21b viste kreds, der svarer til, hvad der er blevet beskrevet under henvisning til fig. 21a, men med visse forenklinger. Da der kun er én position i hver gruppe, der er optaget, er detekteringen af én af nævnte positioner overflødig, idet den fjerde position må være optaget,
 20 siden de øvrige tre positioner ikke er det. Derfor har man i den kreds, der er vist i fig. 21b, udeladt komparatorerne V_{10}, V_{11} og V_{12} samt den tilhørende AND-port A_4 . Dertil kommer, at komparatorerne V_4, V_7 og V_8 foretager en sammenligning, der er det reciproke af den sammenligning, der foretages ved hjælp af komparatorerne
 25 V_1, V_2 og V_5 , således at de også kan udelades, hvis udgangene fra komparatorerne V_1, V_2 og V_5 ikke alene forbindes med indgangene til AND-portene A_1 og A_2 , men også
 30 til inverterende indgange til AND-porte A_2 og A_4 . Dette svarer til konstruktionen for den i fig. 21b viste demodulator. Udgangene 155, 156 og 157 på AND-portene A_1, A_2 og A_3 er på "1" i positionerne 1, 3 og 5, og et tidsinterval $\frac{1}{2}\tau_0$ senere er positionerne 2, 4 og 6 optaget,
 35 og alle tre udgange er på "0", når positionen 7 er optaget, og når positionen 8 et tidsinterval $\frac{1}{2}\tau_0$ senere er optaget. NOR-portene O_1 og O_2 afgiver de tilhørende bit b_1 og b_2 , og et tidsinterval $\frac{1}{2}\tau_0$ senere bittene b_3 og b_4 .

Man kan anvende et skifteregister for at gøre bit-
tene b_1 , b_2 , b_3 og b_4 tilgængelige i serie. Som vist i
fig. 21b kan der anvendes buffertrin 158, 159, 160 og
161 for at gøre disse 4-bit tilgængelige i parallel.

5 Buffertrinene 158 og 160 er forbundet med udgangen på
NOR-porten O_1 , og buffertrinene 159 og 161 har forbin-
delse med udgangen på NOR-porten O_2 . En taktstyreindgang
166 overfører et taktsignal til buffertrinene 158 og
160 på det tidspunkt eller efter det tidspunkt, hvor
10 signalet i positionen 1 forekommer over punktet 154, så-
ledes at bittene b_1 og b_2 overføres, medens buffertrinene
159 og 161 gennem indgangen 167 taktstyres på det
tidspunkt, hvor signalet fra positionen 2 forekommer over
154, hvorved bittene b_3 og b_4 overføres. På denne måde
15 vil alle fire bit b_1 - b_4 være tilgængelige i parallel over
udgangene 162, 163, 164 og 165 fra nævnte buffertrin.
Da komparatorerne V_5 og V_1 afgiver det samme signal som
komparatoren V_9 , dog på tidspunkter τ henholdsvis 2τ se-
nere, kan man om ønsket erstatte komparatorerne V_5 og V_1
20 med forsinkelseskredse, der bibringer signalet fra kom-
paratoren V_9 forsinkelser på henholdsvis τ og 2τ , inden
disse signaler tilføres portene A_2 og A_3 henholdsvis A_1
og A_2 . På samme måde afgiver komparatoren V_2 det samme
signal som komparatoren V_6 , dog forsinket med tiden τ ,
25 således at komparatoren V_2 også kan erstattes med en for-
sinkelseskreds, der bibringer udgangssignalet fra kompa-
ratoren V_6 en forsinkelse τ , inden signalet afgives til
portene A_1 og A_3 .

Til modulering og demodulering af signalerne kræves
30 der flere taktsignaler. Disse taktsignaler kan genvindes
fra et taktsignal, der overføres sammen med signalerne,
f.eks. det taktsignal, der præregistreres i henhold til
ovennævnte tidligere patentansøgning, eller på anden må-
de. Eksempelvis kræves der taktsignaler c_1 og c_4 til mo-
35 dulatoren ifølge fig. 20a. Desuden kræves der taktsigna-
ler, der forekommer synkront med sekvensen af symboler,
eksempelvis signalerne c_2 og c_3 (fig. 20b) og de signaler,
der skal påtrykkes buffertrinene 158-161 i den demodula-

tor, der er vist i fig. 21b. For at sikre synkronismen kræves der et symbolsynkroniseringssignal.

På en optisk registreringsbærer til oplagring af data er sporomkredsen delt op i afsnit, hvori information, der f.eks. er kodet på den ovenfor beskrevne måde, kan registreres. Disse afsnit er adskilt fra hinanden ved hjælp af synkroniserings- og adresseområder, hvori der findes information, som indeholder data vedrørende numrene på sporet og på afsnittet samt information vedrørende symbolsynkronisering. Denne symbolsynkronisering kan for eksempel udgøres af et antal symboler, der indeholder en vis information. For at få en lav sandsynlighed for, at identiske symbolsekvenser forekommer i den information, der skal registreres, må man ofte anvende en lang sekvens af synkroniseringssymboler. Med den beskrevne kodning kan den fornødne sekvens af synkroniseringssymboler forkortes meget ved at kode i hvert fald to af disse symboler forskelligt. For koden i overensstemmelse med udførelsesformen er der altid to optagne positioner for hvert symbol ($M = 2, k = 1, s = I = 4$). I så fald er der mulighed for at vælge to symboler, der hvert har tre optagne positioner. For stadigvæk at bibeholde fordelene ved den beskrevne kodning skal forskellige symboler også opfylde de under henvisning til fig. 14 givne definitioner. I denne udførelsesform vælges der to symboler, der hvert har otte mulige positioner, og som tilsammen danner et symbol med parametrene $M = 2, k = 3$ og $s = I = 8$, dvs. et symbol med en længde på $8 \tau_0$ med 16 mulige positioner, hvoraf tre lige og tre ulige positioner er optaget.

En sådan synkroniseringssymbolsekvens kan detekteres ved hjælp af et skifteregister og en logisk port, og fig. 22 viser en udførelsesform for en sådan kombination. Symbolsynkroniseringssignalgeneratoren omfatter et skifteregister 168, der har 48 positioner, en taktstyreindgang 170 og en signalindgang 169. Et antal positioner i dette skifteregister, nemlig positionerne 1, 2, 9, 10, 16, 17, 23, 24, 29, 32, 35, 38, 41 og 46 er forbundet med indgangene til en AND-port 171, der har en udgang 172.

Der forekommer en impuls over udgangen 172, når der over indgangen 169 er indført en sekvens af symboler, hvis optagne positioner stemmer overens med de positioner i skifteregisteret, der har forbindelse med AND-porten. En passende sekvens på i det foreliggende tilfælde 6 symboler S_1-S_6 er vist oven over skifteregisteret 168 i fig. 22. Symbolerne S_2 og S_3 er kodet forskelligt, og tilsammen opfylder de betingelserne $M = 2$, $k = 3$, $s = I = 8$.

Indgangssignalet til indgangen 108 opnås ved aflæsning af den optiske plade. Det aflæste signal er ikke i sig selv egnet til logisk behandling og skal derfor behandles. Dette kan gøres ved hjælp af den i fig. 21b viste demodulator. Når signalet fra en optaget position for eksempel optræder på punktet 152 i demodulatoren ifølge fig. 21b, er udgangen på AND-porten A_2 på "1". Da det aflæste signal til indgangen 148 vedvarende skifter på punktet 152, repræsenterer udgangssignalet fra AND-porten A_2 alle signalets optagne positioner, den ene efter den anden, når udgangssignalet er på "1". Udgangssignalet fra AND-porten A_2 , dvs. udgangen 173, er derfor velegnet som indgangssignal til skifteregisteret 168, hvilket også gælder for de andre AND-porte.

Fig. 23 viser sammenhængen mellem modulatoren ifølge fig. 20a, demodulatoren ifølge fig. 21b og symbolsynkroniseringssignalgeneratoren ifølge fig. 22 i et apparat til registrering af optisk information ved hjælp af en skiveformet optisk registreringsbærer 1, der drives af en drivmekanisme 21, og hvor en laser 15 retter et lysbunt på registreringsbæreren 1 gennem et halvtransparent spejl 17 og et optisk system 18 med henblik på at skrive og/eller aflæse information, og hvor en detektor 27 gennem spejlet 17 detekterer det lysbunt, der reflekteres fra registreringsbæreren.

Udgangen 138 på demodulatoren ifølge fig. 20a er koblet til laseren 15 til modulering af laserbuntet, og detektoren 27 er koblet til indgangen 148 til demodulatoren ifølge fig. 21. Hvis der anvendes et takt-signal, der medudsendes på et nulpunkt ($\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ i udfø-

relsesformen) i signalspektret, kan dette taktsignal udledes fra det detekterede signal ved hjælp af et båndpassfilter 80. Signalet fra filteret 80 bruges til synkronisering - eksempelvis ved hjælp af en fase-låsesløjfe af i og for sig kendt art - af en signalgenerator 81, der f.eks. indbefatter en ringtæller. Denne generator 81 afgiver de fornødne taktsignaler til indgangene 106, 107, 108, 109, 166, 167 og 170 til modulatorene, demodulatorene og symbolsynkroniseringssignalgeneratoren. Denne signalgenerator får tilført et signal fra udgangen 173 fra demodulatorene og afgiver et symbolsynkroniseringssignal til signalgeneratoren 81, eksempelvis til resetindgangen til ringtælleren.

15

P A T E N T K R A V

1. Anlæg til transmission af digital information, omfattende et kodningsarrangement, et overføringsmedium, især en registreringsbærer, og et dekodningsarrangement, og hvor den digitale information modtages i grupper af indgangsord og i kodningsarrangementet omdannes til kodeord, der repræsenterer indgangsordene, idet hvert kodeord svarer til et indgangsord og tilføres dekodningsarrangementet gennem overføringsmediet og i dekodningsarrangementet omdannes til digital information, k e n - d e t e g n e t ved, at kodeordene hører til en gruppe kodeord, hvor hvert kodeord har en tidslængde lig med $\sigma\tau_0$ og er opbygget af M subgrupper G_m af I signalpositioner t_{mi} beliggende i ækvidistante tidsintervaller τ , hvor m er et tal fra 1 til og med M , svarende til en subgruppe G_m og i er et tal fra 1 til og med I , svarende til en signalposition inden for hver subgruppe G_m , idet et antal k , som er et heltal mindre end I ($1 \leq k \leq I-1$), af nævnte signalpositioner t_{mi} i hver subgruppe G_m altid er optaget af et signal, der kan skelnes fra signalet i uoptagne positioner, idet de første positioner t_{m1} af subgrupperne G_m er placerede i indbyrdes forskellige tidsintervaller

ε_m fra begyndelsen af kodeordet, idet $0 \leq \varepsilon_m \leq \tau$, med de forbehold, at $M \geq 2$ og $\varepsilon_m + (I-1)\tau \leq s \tau_0$ og undtagen for den gruppe af kodeord, for hvilken gælder:

$$M = 2, I = s = 2, k = 1, \tau = \tau_0 \text{ og } \varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\tau.$$

5 2. Anlæg ifølge krav 1, k e n d e t e g n e t ved, at $I = s$ og $\tau = \tau_0$.

3. Anlæg ifølge krav 1 eller 2, k e n d e t e g n e t ved, at udgangspositionerne t_{m1} er beliggende i ækvidistante tidsintervaller $\varepsilon_m = \varepsilon_1 + \frac{m-1}{M} \tau$ fra begyn-

10 delsen af kodeordet.

4. Anlæg ifølge krav 3, k e n d e t e g n e t ved, at kodeordene overføres via registreringsmediet sammen med et tilføjjet pilotsignal med vinkelfrekvens $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau}$, hvilket pilotsignal udledes i dekodningsarrangementet

15 og tjener som taktsignal.

5. Anlæg ifølge krav 1 eller 2, k e n d e t e g n e t ved, at udgangspositionerne er ækvidistante i tidsintervaller $\varepsilon_m = \varepsilon_1 + \frac{m-1}{m+\delta} \tau$ fra begyndelsen af kodeordet, hvor δ er en faktor, der repræsenterer afvigelsen

20 i afstanden mellem den oprindelige position ε_m og $\frac{\tau_0}{M}$, og at et taktsignal i dekodningsarrangementet genvindes fra det kodede signal ved hjælp af et båndpasfilter, der er afstemt til en vinkelfrekvens $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau_0}$.

6. Anlæg ifølge krav 3 eller 4, k e n d e t e g n e t ved, at for gruppen af kodeord gælder:

$$I = s = 4, M = 2, \tau = \tau_0, k = 1 \text{ og } \varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\tau_0.$$

7. Anlæg ifølge et eller flere af de foregående krav, k e n d e t e g n e t ved, at indgangsordene er opdelt i M grupper af bit, der hver i kodningsarrangementet kodes

30 til dannelse af en subgruppe G_m ved hjælp af en k -ud-af- I -kodningskreds, hvorpå de M subgrupper ved overlejring kombineres til dannelse af et kodeord.

8. Anlæg ifølge krav 6, k e n d e t e g n e t ved, at den digitale information modtages i indgangsord af

35 fire bit og deles op i to grupper af hver to bit, der hver tilføres en én-ud-af-fire dekodekreds, idet de fire udgange fra hver af de to dekodekredse skiftevis kombi-

neres til afgivelse af det kodeord, der er tilknyttet indgangsordet.

9. Anlæg ifølge krav 8, k e n d e t e g n e t ved, at udgangene af de to dekoderkredse skiftevis forbindes med parallel-
5 le indgange til et skifteregister, for således fra begge subgrupper at danne kodeordet.

10. Anlæg ifølge et eller flere af de foregående krav, k e n d e t e g n e t ved, at dekodningsarrangementet omfatter et net af I-1 forsinkelseskredse, der
10 hver har tidsforsinkelse τ , og hvis indgange og udgange fører til en komparatorkreds for herved sekventielt med tidsintervaller ϵ_m at detektere de hver gang i én subgruppe G_m optagne positioner t_{mi} .

11. Anlæg ifølge krav 10, k e n d e t e g n e t ved, at der pr. subgruppe G_m sekventielt dannes et antal bit af udgangsordet, hvorpå disse bit afgives serielt og/eller parallelt.
15

12. Anlæg ifølge et eller flere af de foregående krav, k e n d e t e g n e t ved, at overføringsmediet er en reg-
20 gistreringsbærer, der er delt op i informationsområder, og hvori der kan registreres information eller er registreret information i form af kodeord, idet informationsområderne er adskilt fra hinanden ved hjælp af adresse- og synkroniseringsområder, hvori der er præregistreret
25 adresse- og synkroniseringsinformation i form af kodeord af nævnte art.

13. Anlæg ifølge krav 12, k e n d e t e g n e t ved, at adresse- og synkroniseringsinformationen er registreret i form af kodeord, der har forudbestemte værdier for parametrene I , s , M , τ , τ_0 , k og ϵ_m , og at et
30 antal på mindst to kodeord med henblik på identifikation af synkroniseringsinformationen har et andet antal optagne positioner, således at disse kodeord hver for sig eller i kombination igen danner kodeord af oven-
35 nævnte art, med en anden værdi af i det mindste én af parametrene I , s eller k .

14. Anlæg ifølge krav 13, k e n d e t e g n e t ved, at adresse- og synkroniseringsinformationen er registreret i form af kodeord tilhørende en gruppe med parametrene $I = s = 4$, $M = 2$, $\tau = \tau_0$, $k = 1$ og $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \tau_0$, og af
 5 mindst to kodeord af synkroniseringsinformationen er en yderligere position optaget på en sådan måde, at de to kodeord tilsammen danner et kodeord tilhørende en gruppe, der har parametrene $I = s = 8$, $M = 2$, $\tau = \tau_0$, $k = 3$ og
 $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\tau_0$.

10 15. Kodningsarrangement til brug i at anlæg ifølge et eller flere af kravene 1-14, k e n d e t e g n e t ved, at det omfatter indgange for tilførsel af digital information grupperet i indgangssord, en kodeordgenerator til frembringelse af kodeord, der hvert svarer til et
 15 indgangssord, hvilke kodeord hører til en gruppe kodeord, der hver har en tidslængde lig med $s\tau_0$, og er opbygget af M subgrupper G_m af I signalpositioner t_{mi} beliggende med ækvivalente tidsintervaller τ , hvor m er et tal fra 1 til og med M , svarende til en subgruppe G_m ,
 20 og i er et tal fra 1 til og med I , svarende til en signalposition inden for hver subgruppe G_m , idet et antal k , som er et heltal mindre end I ($1 \leq k \leq I-1$), af nævnte signalpositioner t_{mi} i hver subgruppe G_m altid er optaget af et signal, der kan skelnes fra signalet i uoptagne positioner, idet de første positioner
 25 t_{m1} af subgrupperne G_m er placerede i indbyrdes forskellige tidsintervaller ε_m fra begyndelsen af kodeordet, idet $0 \leq \varepsilon_m \leq \tau$, med de forbehold, at $M \geq 2$ og $\varepsilon_m + (I-1)\tau \leq s\tau_0$ og undtagen for den gruppe af kodeord, for
 30 hvilken gælder:

$$M = 2, I = s = 2, k = 1, \tau = \tau_0 \text{ og } \varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\tau.$$

16. Kodningsarrangement ifølge krav 15, k e n d e t e g n e t ved, at $I = s$ og $\tau = \tau_0$.

17. Kodningsarrangement ifølge krav 15 eller 16,
 35 k e n d e t e g n e t ved, at det er således indrettet, at udgangspositionerne t_{m1} er beliggende med ækvivalente tidsintervaller $\varepsilon_m = \varepsilon_1 + \frac{m-1}{M}\tau$ fra begyndelsen af kodeordet.

18. Kodningsarrangement ifølge krav 15 eller 16, kendetegnet ved, at det er således indrettet at udgangspositionerne t_{m1} er ækvidistante med tidsintervaller $\epsilon_m = \epsilon_1 + \frac{m-1}{M+\delta} \tau$ fra begyndelsen af kodeordet, hvor δ er en faktor, der repræsenterer afvigelsen i afstanden mellem den oprindelige position ϵ_m og $\frac{\tau_0}{M}$.

19. Kodningsarrangement ifølge krav 17, kendetegnet ved, at det er således indrettet, at:

$$I = s = 4, M = 2, \tau = \tau_0, k = 1 \text{ og } \epsilon_2 = \epsilon_1 + \frac{1}{2}\tau_0.$$

20. Kodningsarrangement ifølge et eller flere af kravene 15-19, kendetegnet ved, at indgangene er indrettede til at modtage indgangsord på $n \cdot M$ bit, hvor n er et heltal større end eller lig med 1, at der findes midler til opdeling af disse indgangsord i M grupper af n bit, at der findes M dekodningskredse til frembringelse af én subgruppe G_m for hver gruppe af n bit, og at der findes midler til overlejring af de således tilvejebragte M subgrupper G_m .

21. Kodningsarrangement ifølge krav 20, kendetegnet ved, at $n = 2, M = 2$ og $k = 1$, at dekodningskredsene er en-ud-af-fire dekodere, der hver har fire udgange, hvoraf der altid er en, der afgiver et afvigende signal afhængigt af, hvilken af de fire mulige kombinationer af to bit, der er tilstede på indgangen til den pågældende dekode, og at udgangene fra begge én-ud-af-fire-dekodere skiftevis kombineres til dannelsen af det kodeord, der er tilknyttet indgangsordet.

22. Kodningsarrangement ifølge krav 21, kendetegnet ved, at udgangene fra begge en-ud-af-fire-dekodere skiftevis forbindes med parallelle indgange til et skifteregister for således fra begge subgrupper at danne kodeordet.

23. Dekodningsarrangement til brug i et anlæg ifølge et eller flere af kravene 1-14, kendetegnet ved, at dekodningsarrangementet har en indgang for tilførsel af kodeord og en udgang til afgivelse af digital information ved dekodning af disse kodeord, og at dekodningsarrangementet er indrettet til dekodning

af kodeord, der hører til en gruppe af kodeord, der hvert har en tidslængde lig med $s\tau_0$, og hvert er opbygget af M subgrupper G_m af I signalpositioner t_{mi} beliggende med ækvidistante tidsintervaller τ , hvor m er et tal fra 1 til og med M , svarende til en subgruppe G_m , og i er et tal fra 1 til og med I , svarende til en signalposition inden for hver subgruppe G_m , idet et antal k , som er et heltal mindre end I ($1 \leq k \leq I-1$), af nævnte signalpositioner t_{mi} i hver subgruppe G_m altid er optaget af et signal, der kan skelnes fra signalet i uoptagne positioner, idet de første positioner t_{m1} af subgrupperne G_m er placerede i indbyrdes forskellige tidsintervaller ϵ_m fra begyndelsen af kodeordet, idet $0 \leq \epsilon_m \leq \tau$, med de forbehold, at $M \geq 2$ og $\epsilon_m + (I-1)\tau \leq s\tau_0$ og undtagen for den gruppe kodeord, for hvilken gælder: $M = 2$, $I = s = 2$, $k = 1$, $\tau = \tau_0$ og $\epsilon_2 = \epsilon_1 + \frac{1}{2}\tau$.

24. Dekodningsarrangement ifølge krav 23, *k e n - d e t e g n e t* ved, at det omfatter et net af $I-1$ forsinkelses kredse, der hver har en tidsforsinkelse τ , og hvis indgange og udgange fører til en komparator-kreds, for herved sekventielt i tidsintervaller ϵ_m at detektere de hver gang i én subgruppe G_m optagne positioner t_{mi} .

25. Dekodningsarrangement ifølge krav 24, *k e n - d e t e g n e t* ved, at komparator kredsen omfatter et antal komparatorer, der hver har en inverterende indgang og en ikke-inverterende indgang, og hver sammenligner signalerne i et forskelligt af alle mulige par af punkter, der dannes af indgangene til de $I-1$ forsinkelses kredse, med signalet fra den sidste forsinkelses kredse, at der findes et første sæt logiske porte til sammenligning af udgangssignalerne fra komparatorerne, at udgangssignalerne fra nævnte logiske porte hver tilknyttes en optaget position t_{mi} i en subgruppe G_m , således at udgangene fra disse logiske porte sekventielt frembringer subgrupperne G_m , og at der findes et andet sæt logiske porte til frembringelse af den digitale information, der er tilknyttet kodeordene.

26. Dekodningsarrangement ifølge et eller flere af kravene 23-25, k e n d e t e g n e t ved et båndpasfilter, der er afstemt til en vinkelfrekvens $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau}$ med henblik på genvinding af et taktsignal fra det sig-
5 nal, der dannes af kodeordene.

27. Dekodningskreds ifølge et eller flere af kravene 23-26, k e n d e t e g n e t ved en tredje portkreds, der er afstemt til en sekvens af forudbestemte kodeord med henblik på frembringelse af et ordsynkroni-
10 seringssignal.

28. Dekoderkreds ifølge krav 25 og 27, k e n d e t e g n e t ved, at den tredje portkreds til frembringelse af et ordsynkroniseringssignal er forbundet med udgangen på en af de logiske porte i nævnte første
15 sæt.

29. Registreringsbærer til brug i et anlæg ifølge et eller flere af kravene 1-14, k e n d e t e g n e t ved, at den omfatter et registreret signal bestående af en sekvens af kodeord, der hører til en gruppe af
20 kodeord, der hvert har en tidslængde lig med $s\tau_0$, og hvert er opbygget af M subgrupper G_m af I signalpositioner t_{mi} beliggende med ækvidistante tidsintervaller τ , hvor m er et tal fra 1 til og med M , svarende til en subgruppe G_m , og i er et tal fra 1 til og med I , svarende til en signalposition inden for hver subgruppe
25 G_m , idet et antal k , som er et heltal mindre end I ($1 \leq k \leq I-1$), af nævnte signalpositioner t_{mi} i hver subgruppe G_m altid er optaget af et signal, der kan skelnes fra signalet i uoptagne positioner, idet de første
30 ste positioner t_{m1} af subgrupperne G_m er placerede i indbyrdes forskellige tidsintervaller ϵ_m fra begyndelsen af kodeordet, idet $0 \leq \epsilon_m \leq \tau$, med de forbehold, at $M \geq 2$ og $\epsilon_m + (I-1)\tau \leq s\tau_0$ og undtagen for den gruppe af kodeord, for hvilken gælder:

35 $M = 2$, $I = s = 2$, $k = 1$, $\tau = \tau_0$ og $\epsilon_2 = \epsilon_1 + \frac{1}{2}\tau$.

30. Registreringsbærer ifølge krav 29, hvilken registreringsbærer er delt op i informationsområder, hvor der kan registreres eller er registreret information,

hvilke informationsområder er adskilt ved hjælp af præregistrerede adresse- og synkroniseringsområder, k e n d e t e g n e t ved, at adresse- og synkroniseringsområderne er præregistreret i form af kodeord, der hører
5 til nævnte gruppe af kodeord.

31. Registreringsbærer ifølge krav 29 eller 30, k e n d e t e g n e t ved, at $I = s$ og $\tau = \tau_0$.

32. Registreringsbærer ifølge krav 29, 30 eller 31, k e n d e t e g n e t ved, at udgangspositionerne t_{m1}
10 er beliggende i ækvidistante tidsintervaller $\epsilon_m = \epsilon_1 + \frac{m-1}{M} \tau$ fra begyndelsen af kodeordet.

33. Registreringsbærer ifølge krav 32, k e n d e t e g n e t ved, at der til kodeordene er tilføjet et pilotsignal, der har en vinkelfrekvens $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau}$.
15

34. Registreringsbærer ifølge krav 29, 30 eller 31, k e n d e t e g n e t ved, at udgangspositionerne t_{m1}
er ækvidistante i tidsintervaller $\epsilon_m = \epsilon_1 + \frac{m-1}{M+\delta} \tau$ fra
begyndelsen af kodeordet, hvor δ er en faktor, der repræsenterer afvigelsen i afstanden mellem den oprindelige
20 position ϵ_m og $\frac{\tau_0}{M}$.

35. Registreringsbærer ifølge krav 31 eller 32, k e n d e t e g n e t ved, at for gruppen af kodeord gælder:

$I = s = 4$, $M = 2$, $\tau = \tau_0$, $k = 1$ og $\epsilon_2 = \epsilon_1 + \frac{1}{2}\tau_0$.

36. Registreringsbærer ifølge krav 30-35, k e n d e t e g n e t ved, at adresse- og synkroniseringsinformation er registreret i form af kodeord, der har forudbestemte værdier for parametrene I , s , M , τ , τ_0 , k og ϵ_m , og at et antal på mindst to kodeord med hen-
30 blik på identifikation af synkroniseringsinformation har et andet antal optagne positioner, således at disse kodeord hver for sig eller i kombination igen danner kodeord som defineret i et hvilket som helst af kravene 1-5, og med en anden værdi af i det mindste én af parametrene I , s eller k .
35

37. Registreringsbærer ifølge krav 36, k e n d e t e g n e t ved, at adresse- og synkroniseringsinformation er registreret i form af kodeord tilhørende en gruppe

med parametrene $I = s = 4$, $M = 2$, $\tau = \tau_0$, $k = 1$ og $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \tau_0$, og at af mindst to kodeord af synkroniseringsinformationen er en yderligere position optaget på en sådan måde, at de to ord tilsammen danner et kode-

5 ord tilhørende en gruppe, der har parametrene $I = s = 8$, $M = 2$, $\tau = \tau_0$, $k = 3$ og $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 + \frac{1}{2}\tau_0$.

1/14

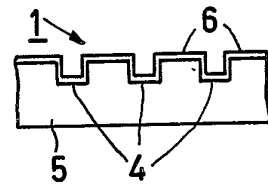
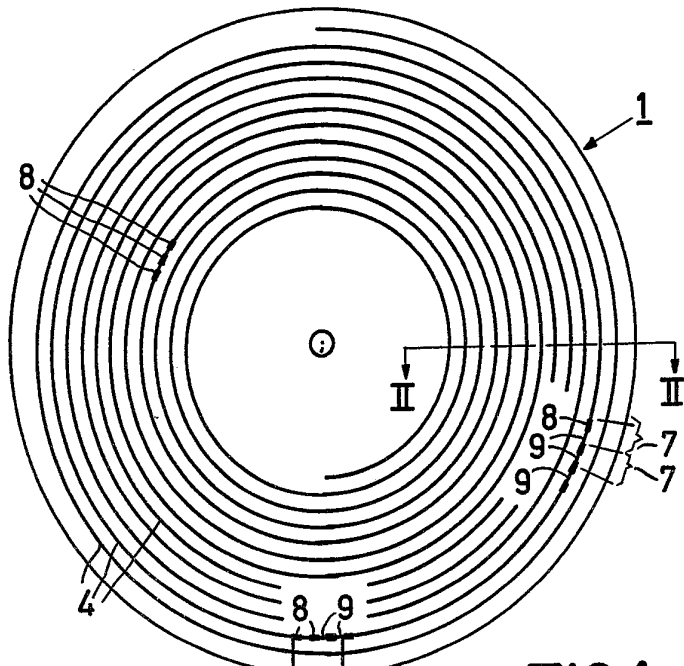


FIG. 2

FIG. 1a

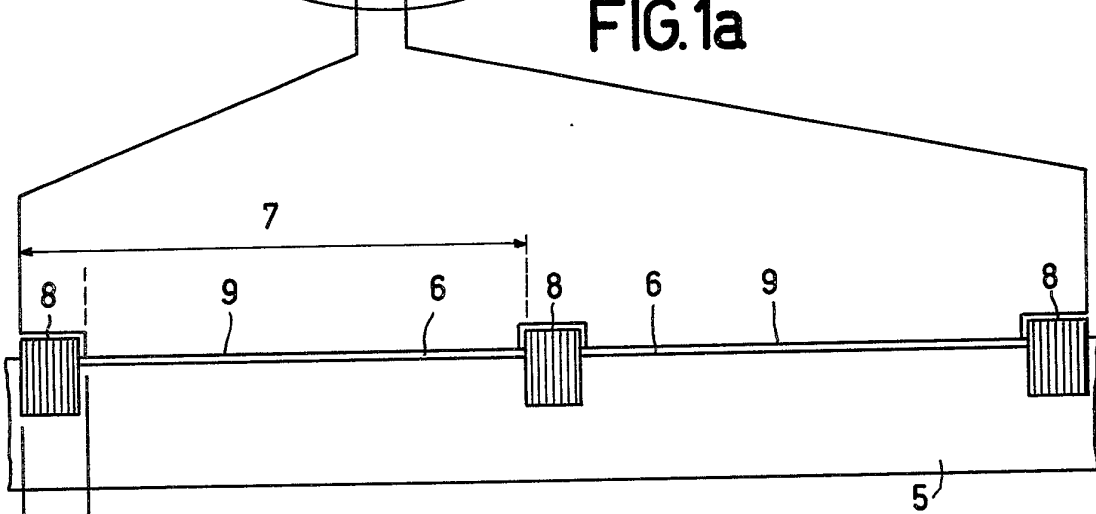


FIG. 1b

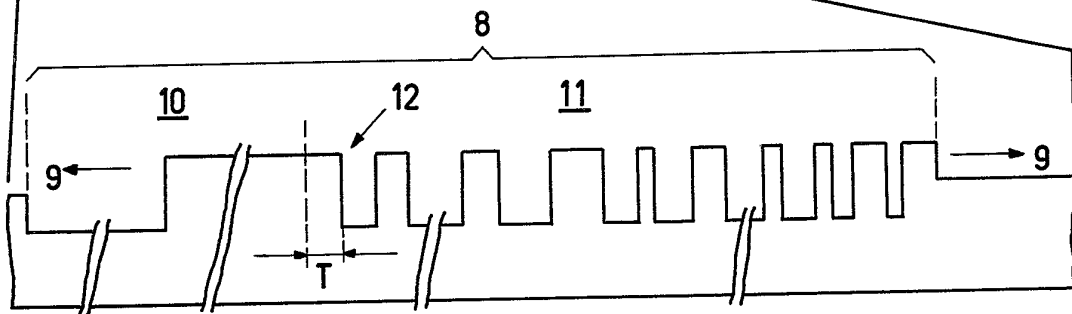
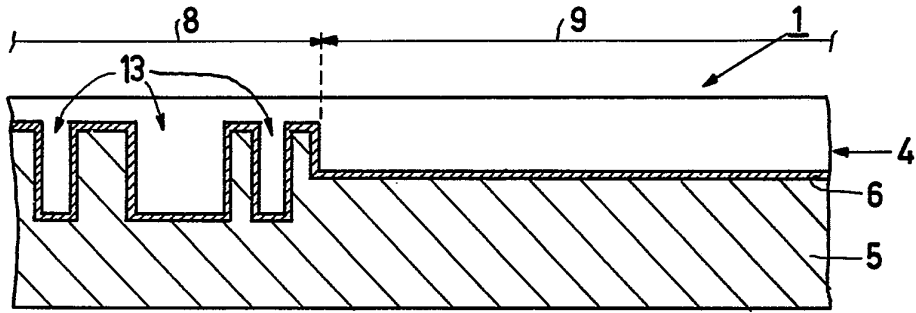
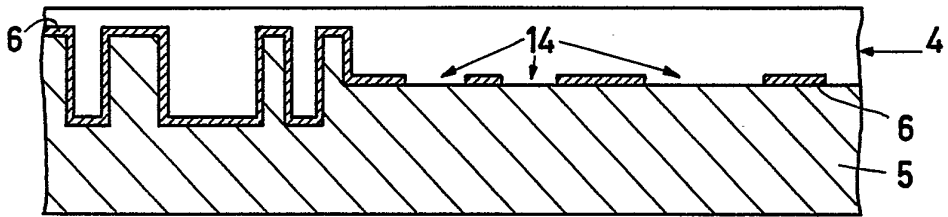


FIG. 1c

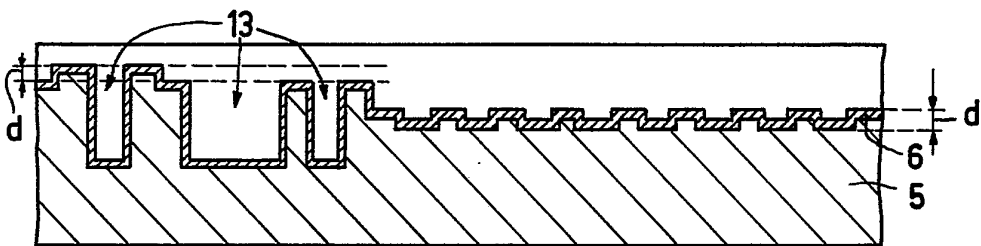
2/14



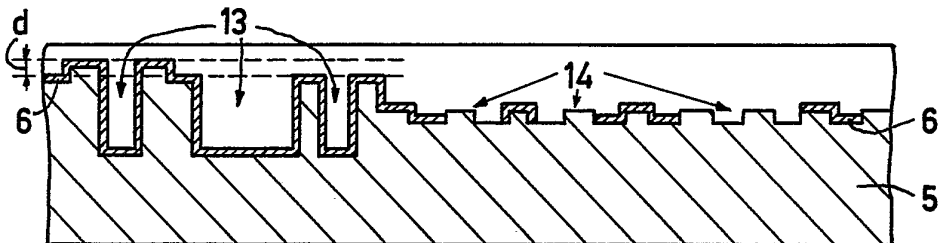
3a



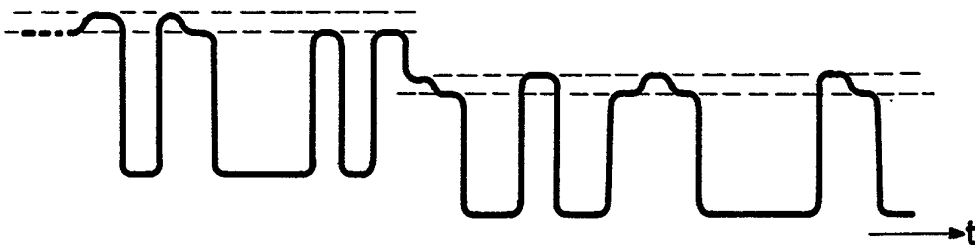
3b



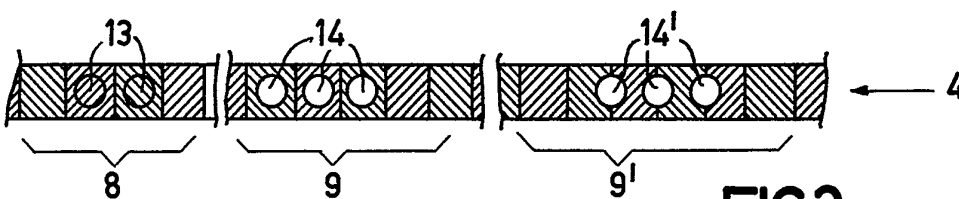
3c



3d



3e



3f

FIG.3

3/14

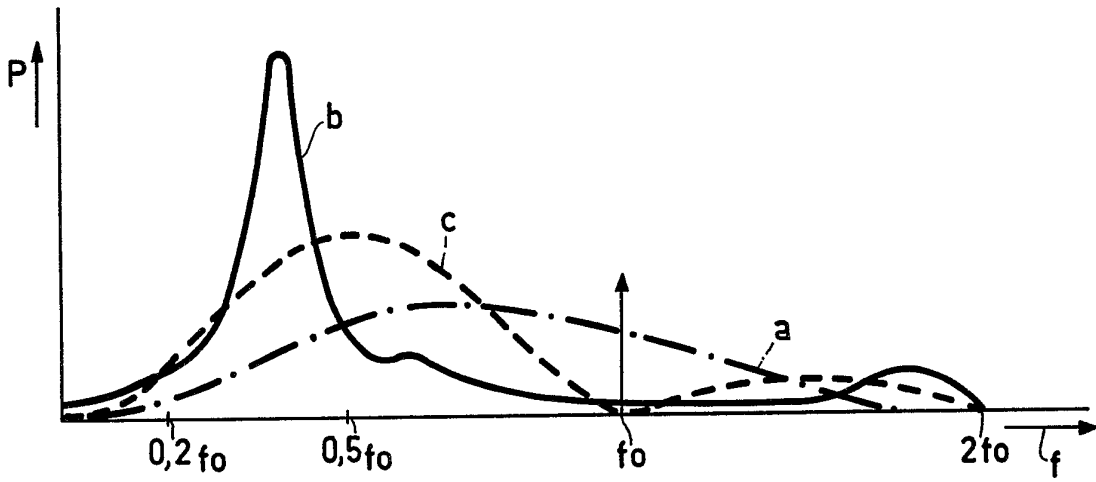


FIG. 4

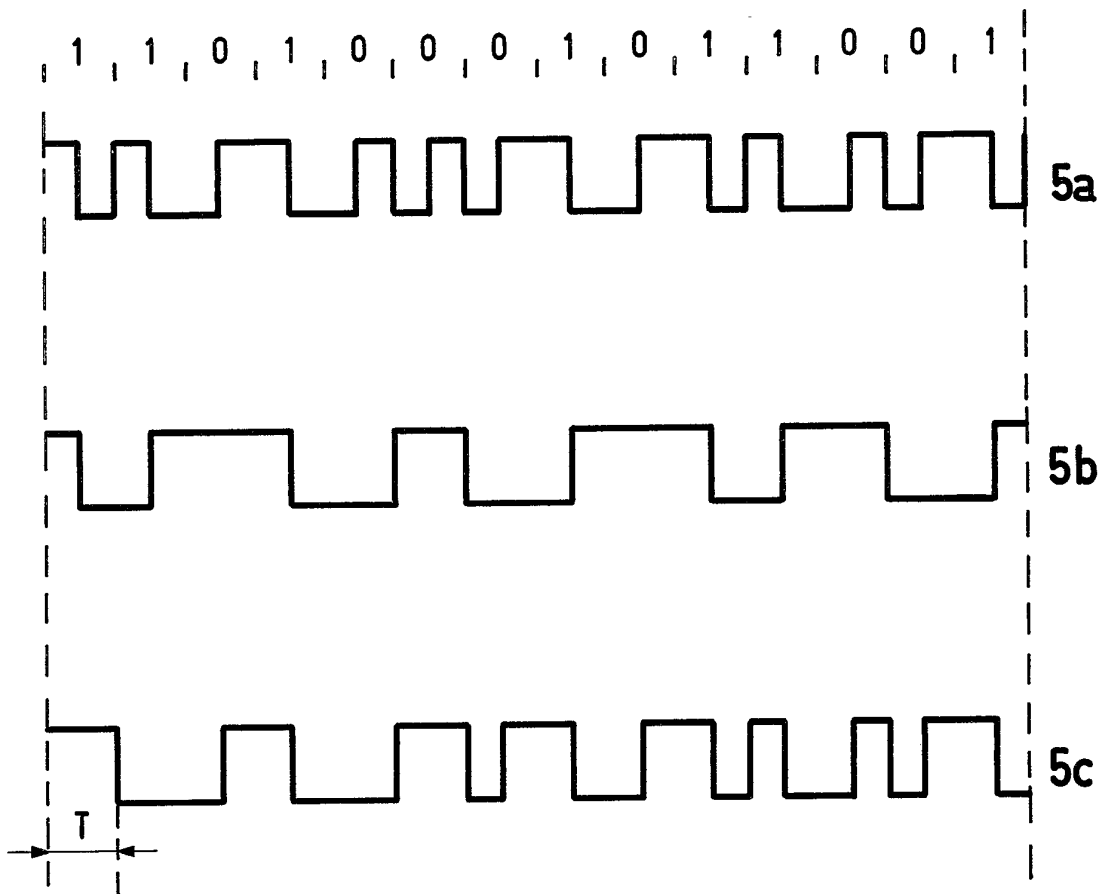


FIG. 5

4/14

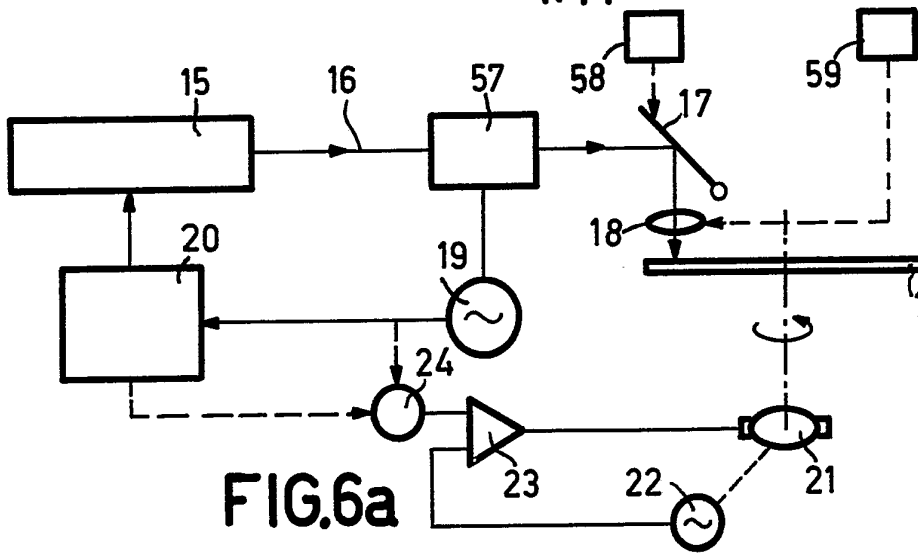


FIG. 6a

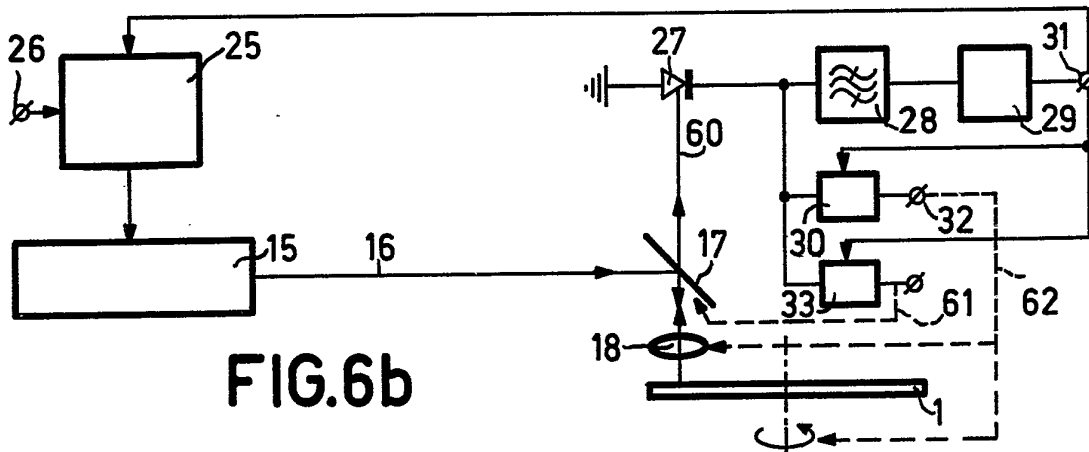


FIG. 6b

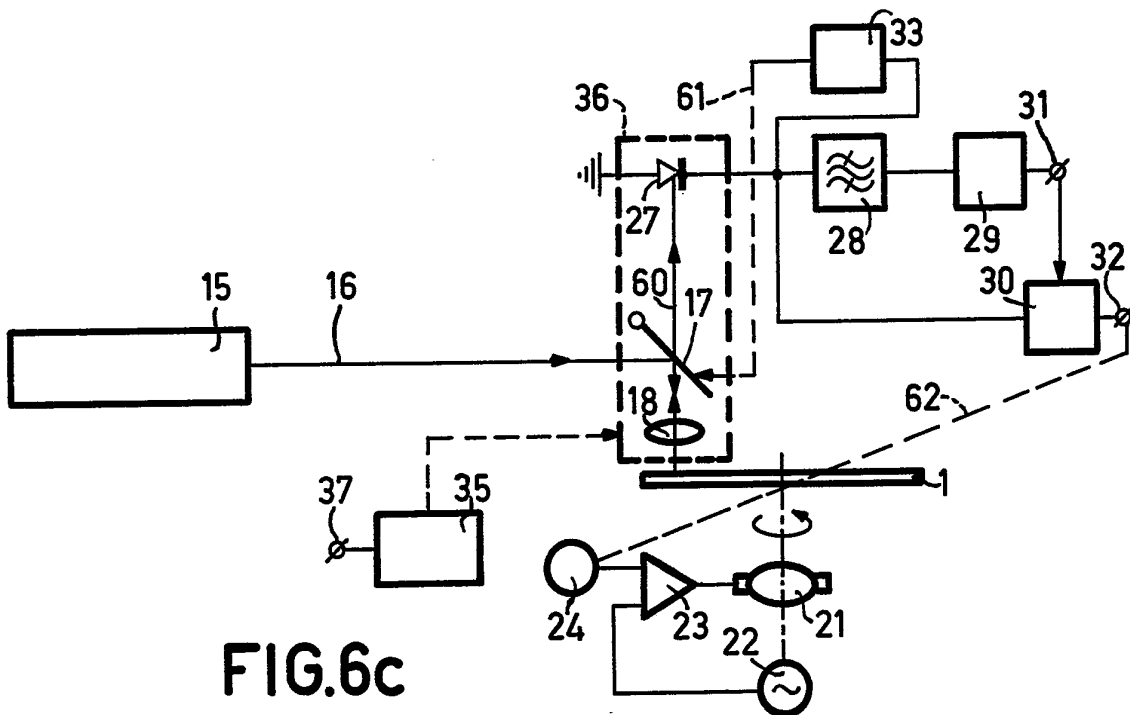


FIG. 6c

5/14

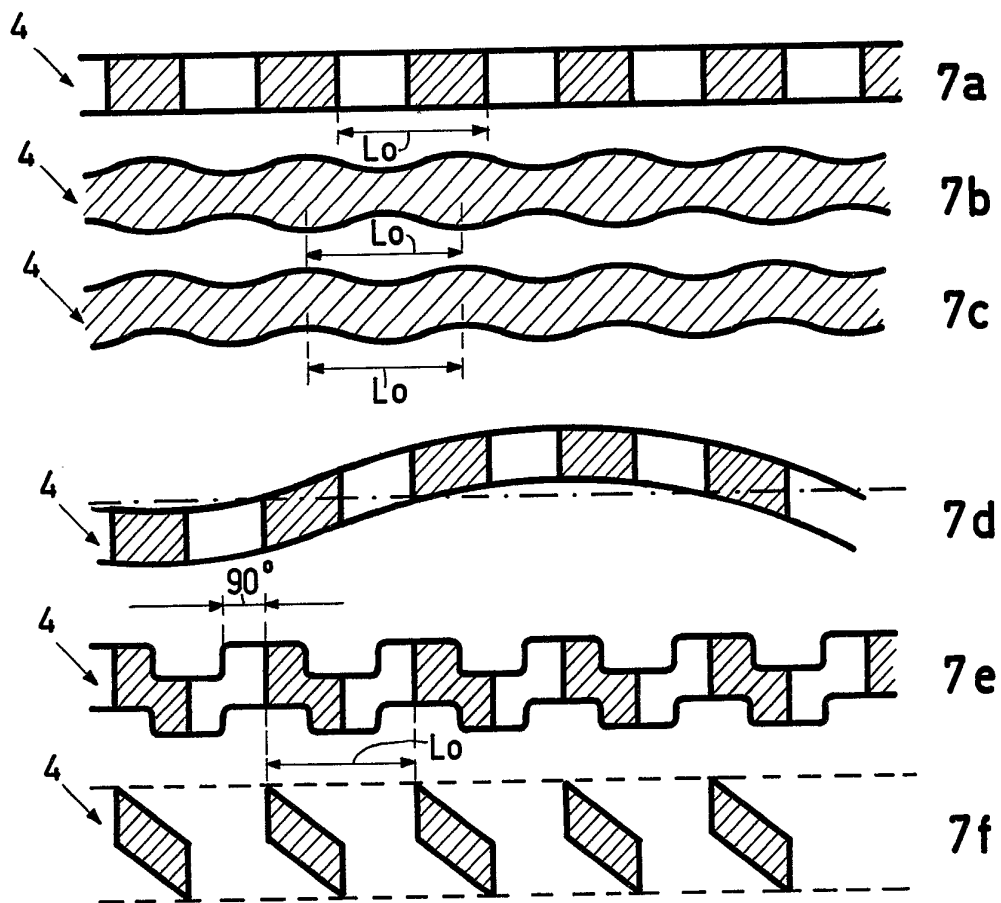


FIG. 7

6/14

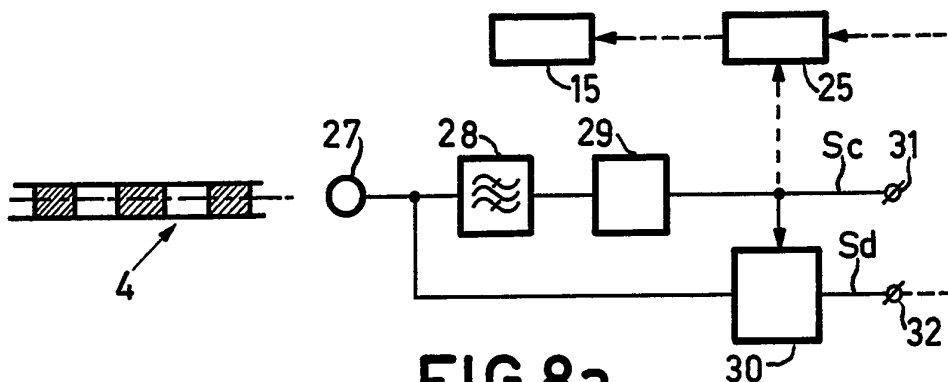


FIG. 8a

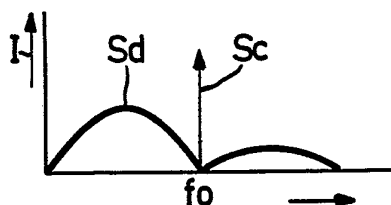


FIG. 8b

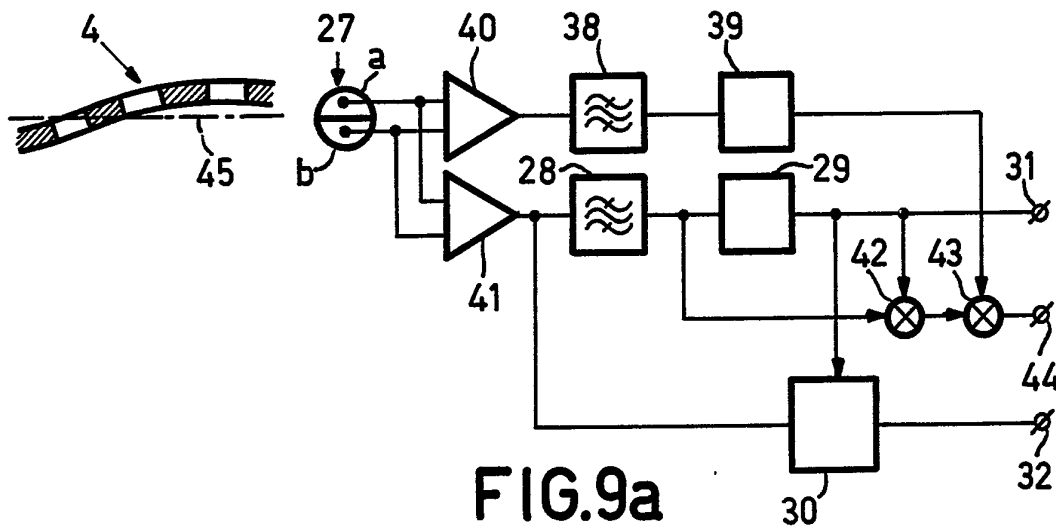


FIG. 9a

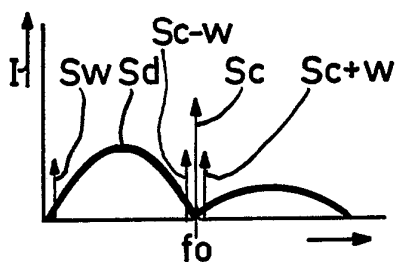


FIG. 9b

7114

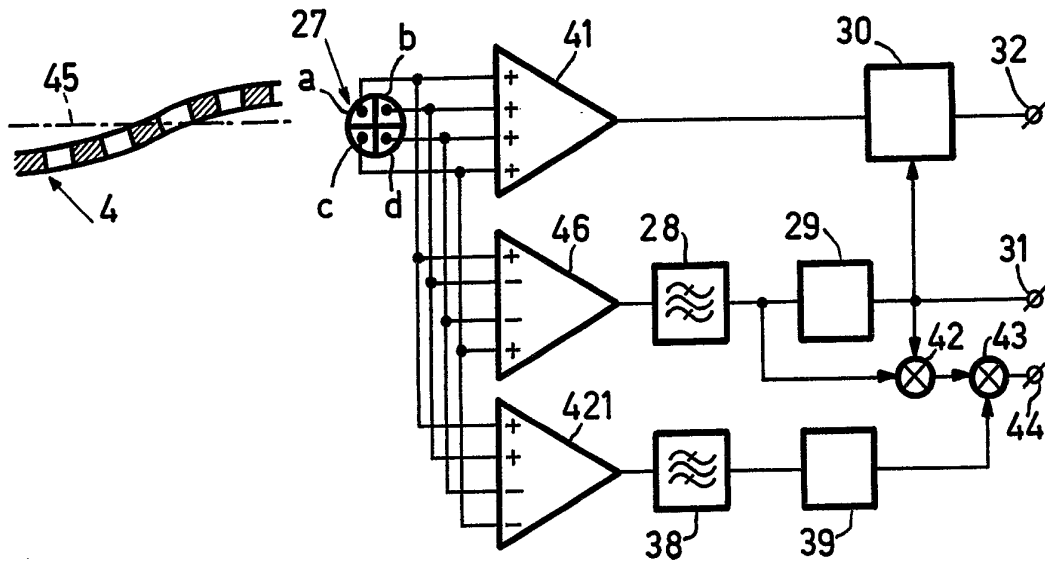


FIG. 10

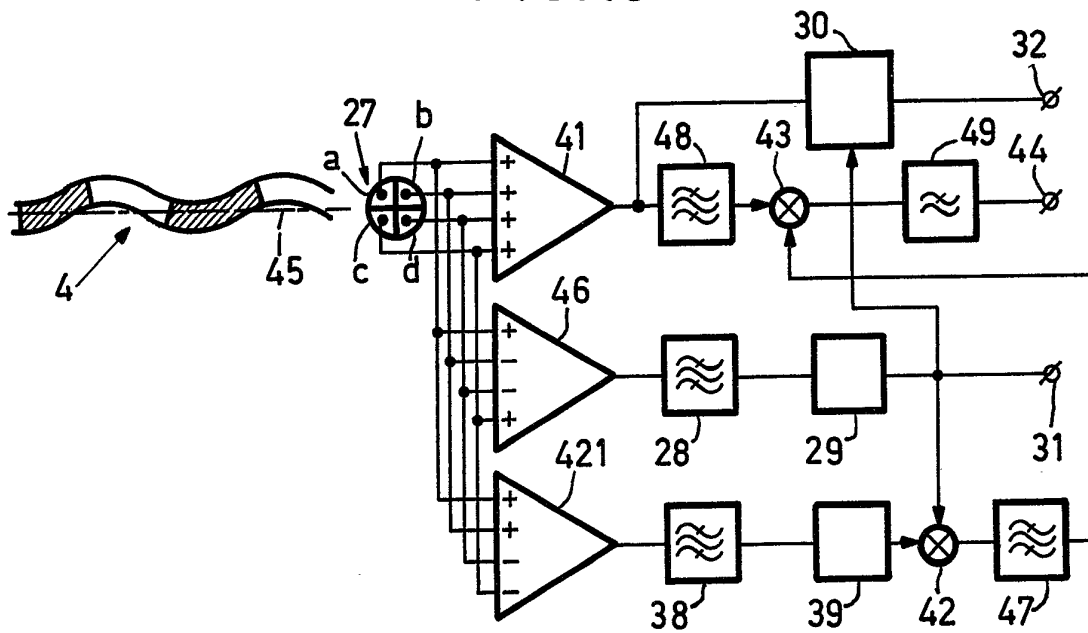


FIG. 11a

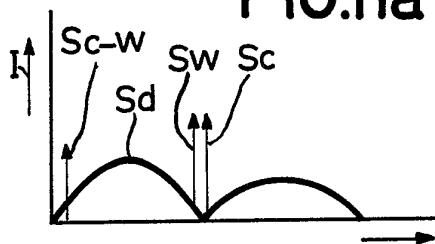


FIG. 11b

8/14

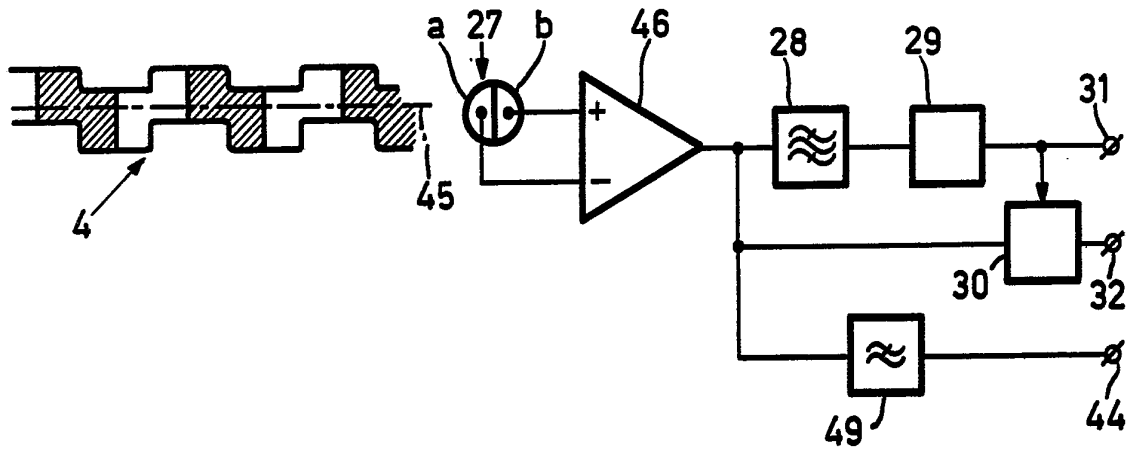


FIG. 12

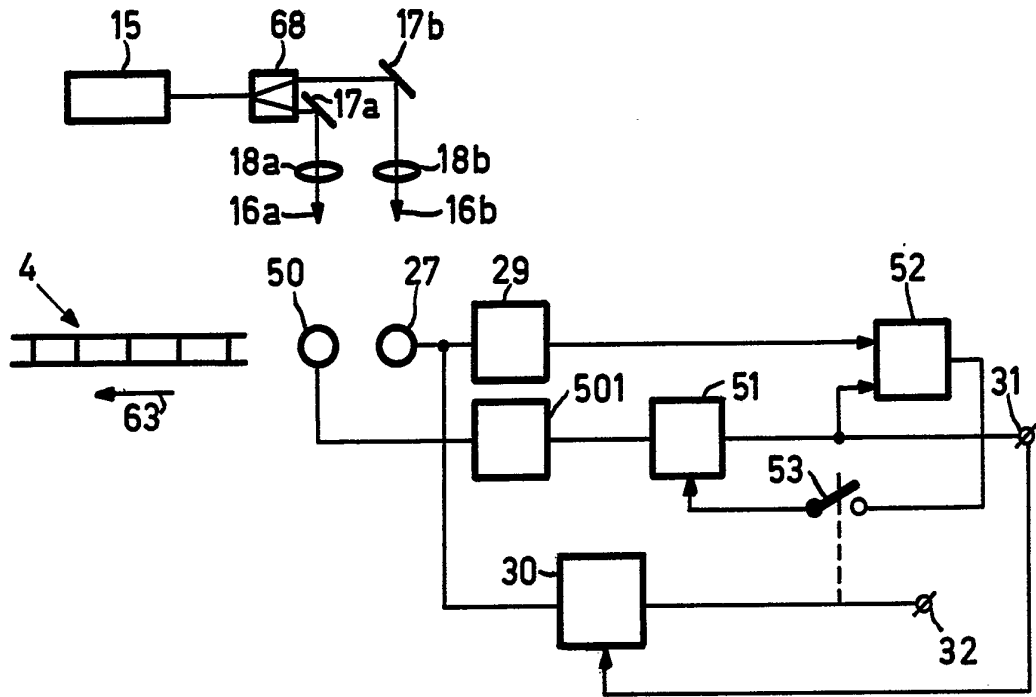


FIG. 13

9/14

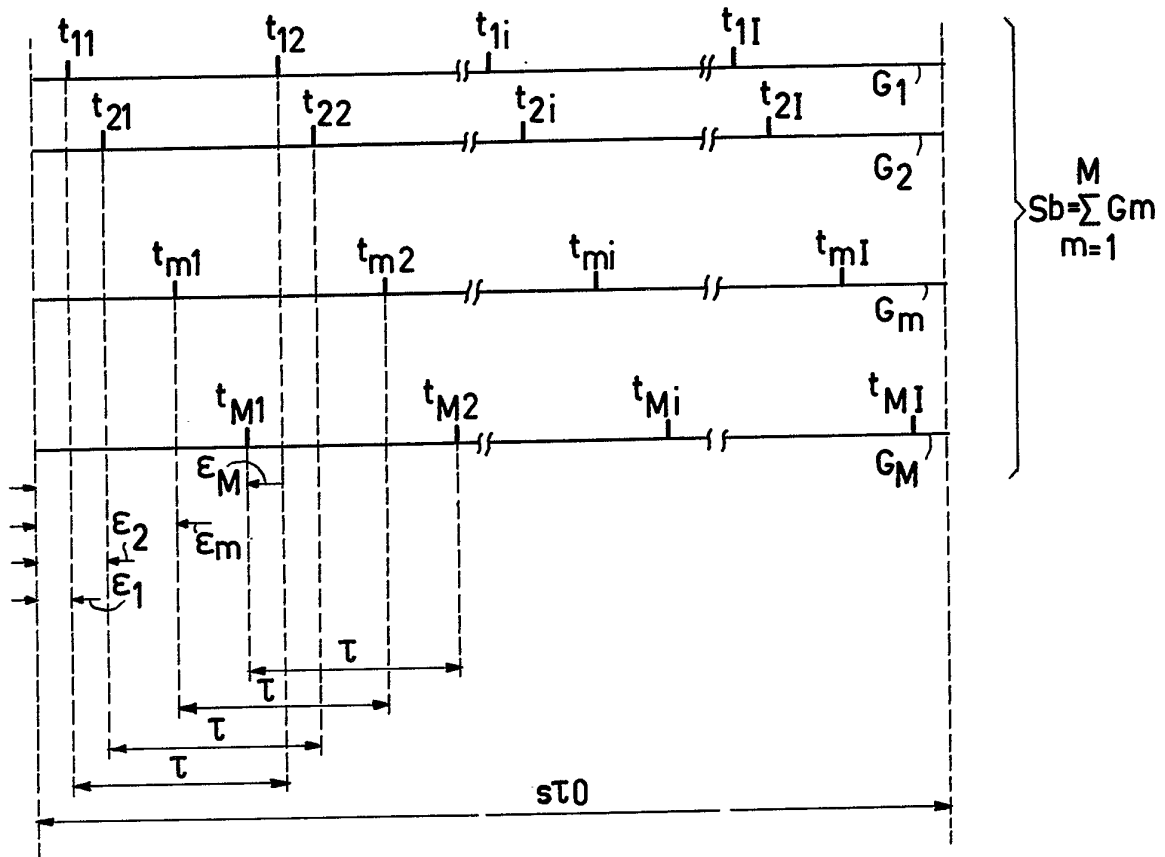


FIG.14

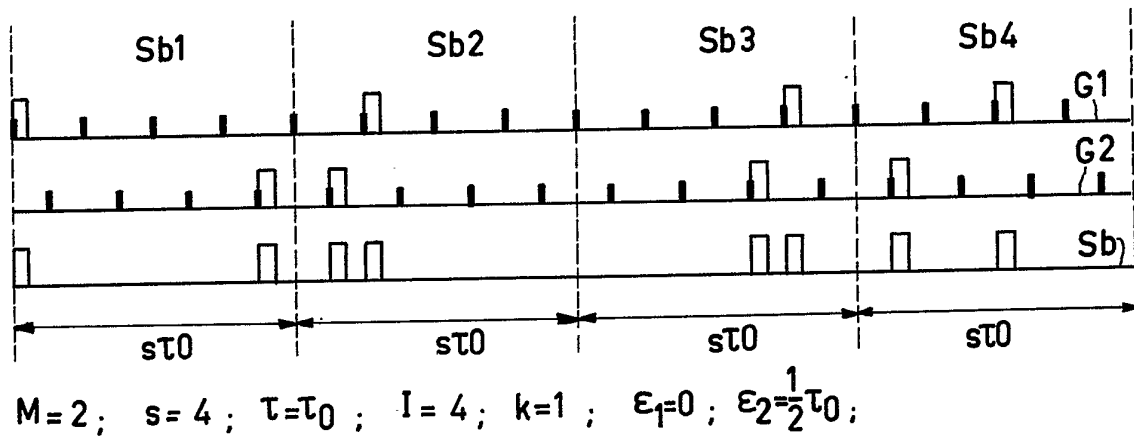


FIG.15

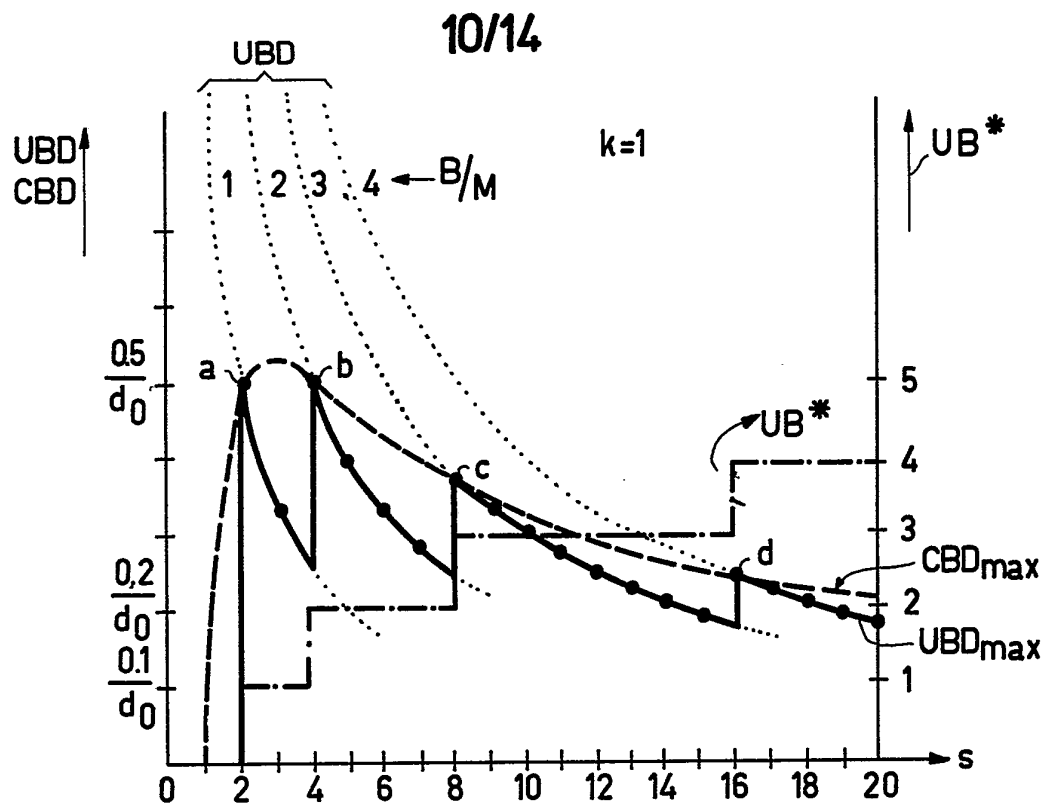


FIG.16

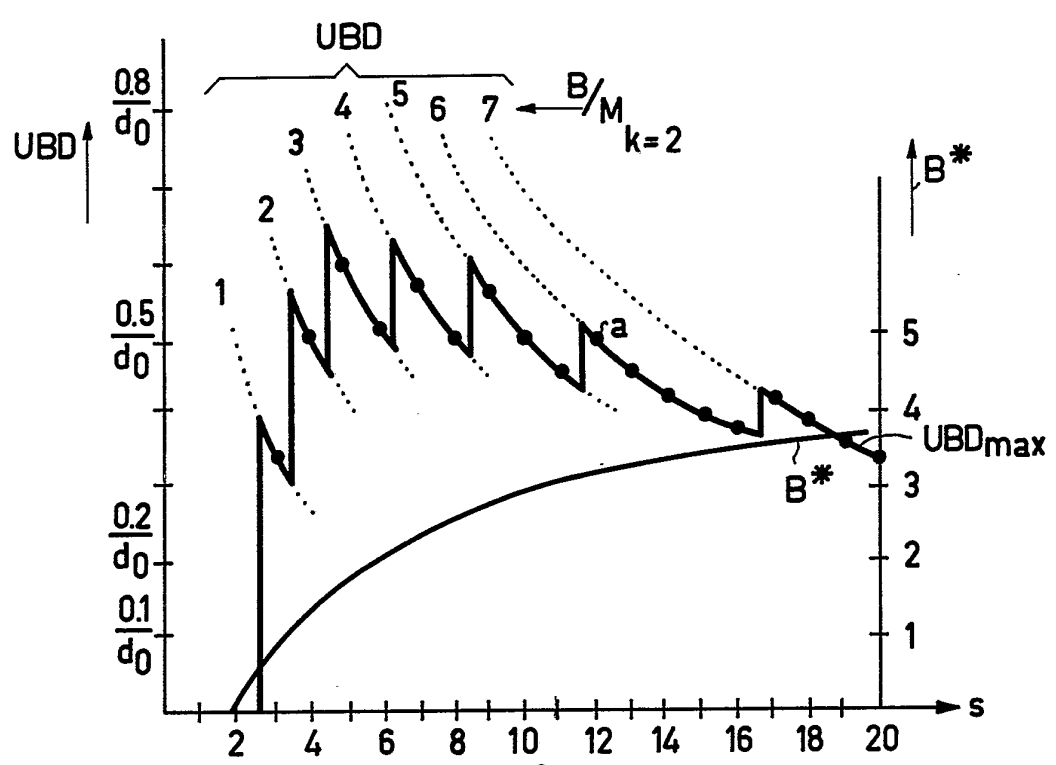


FIG.17

11/14

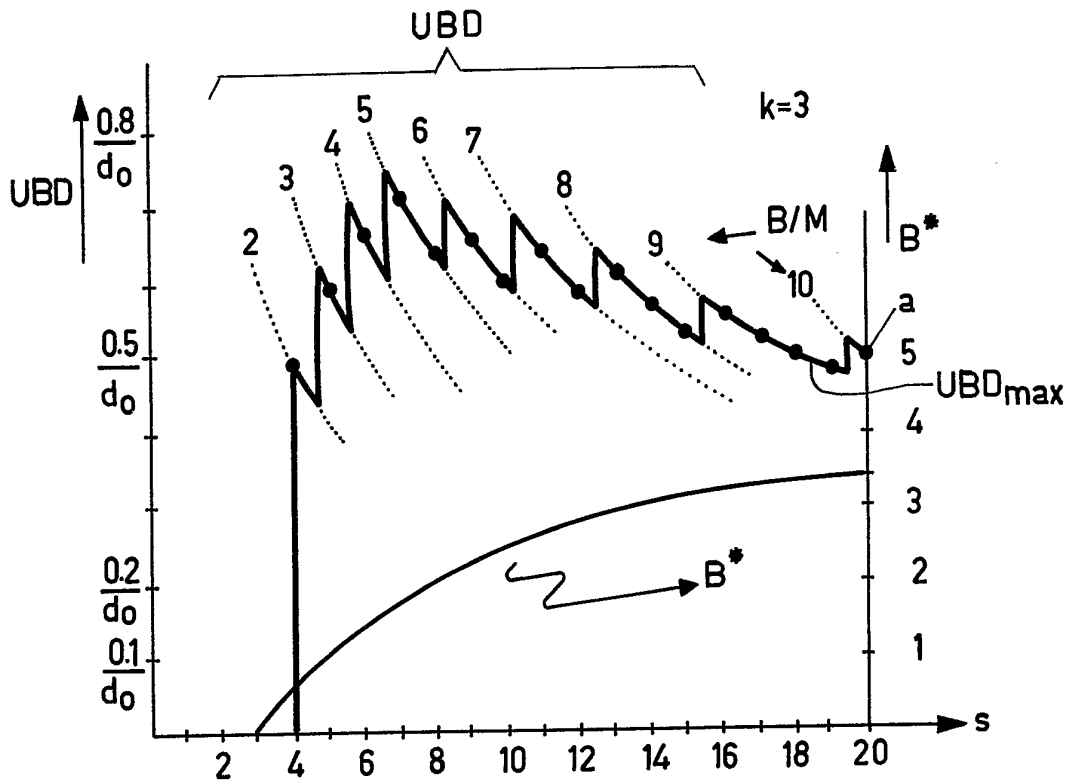


FIG.18

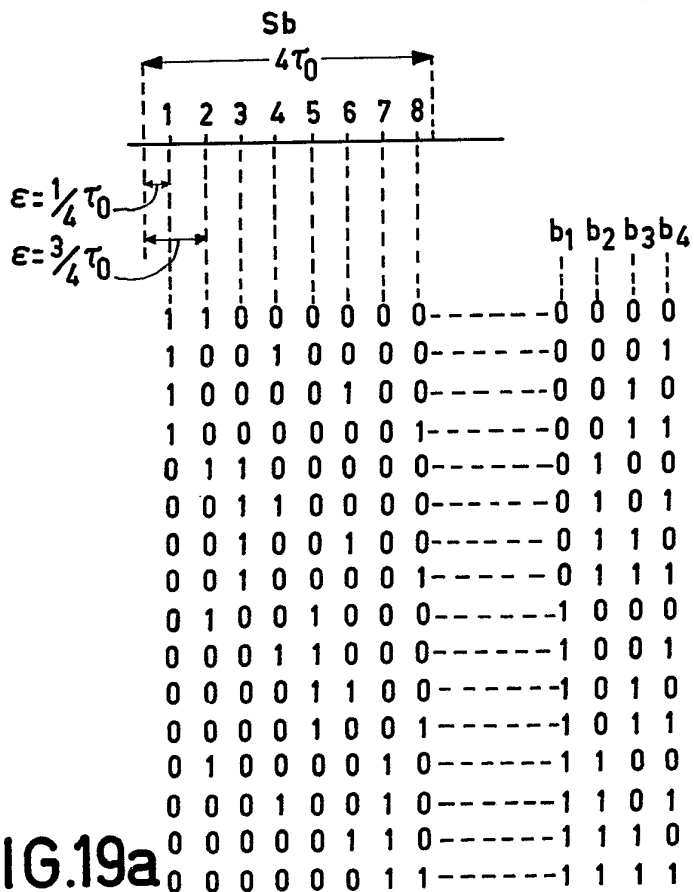


FIG.19a

b ₁	b ₂	G ₁	G ₂	b ₃	b ₄
0	0	1	2	0	0
0	1	3	4	0	1
1	0	5	6	1	0
1	1	7	8	1	1

FIG.19b

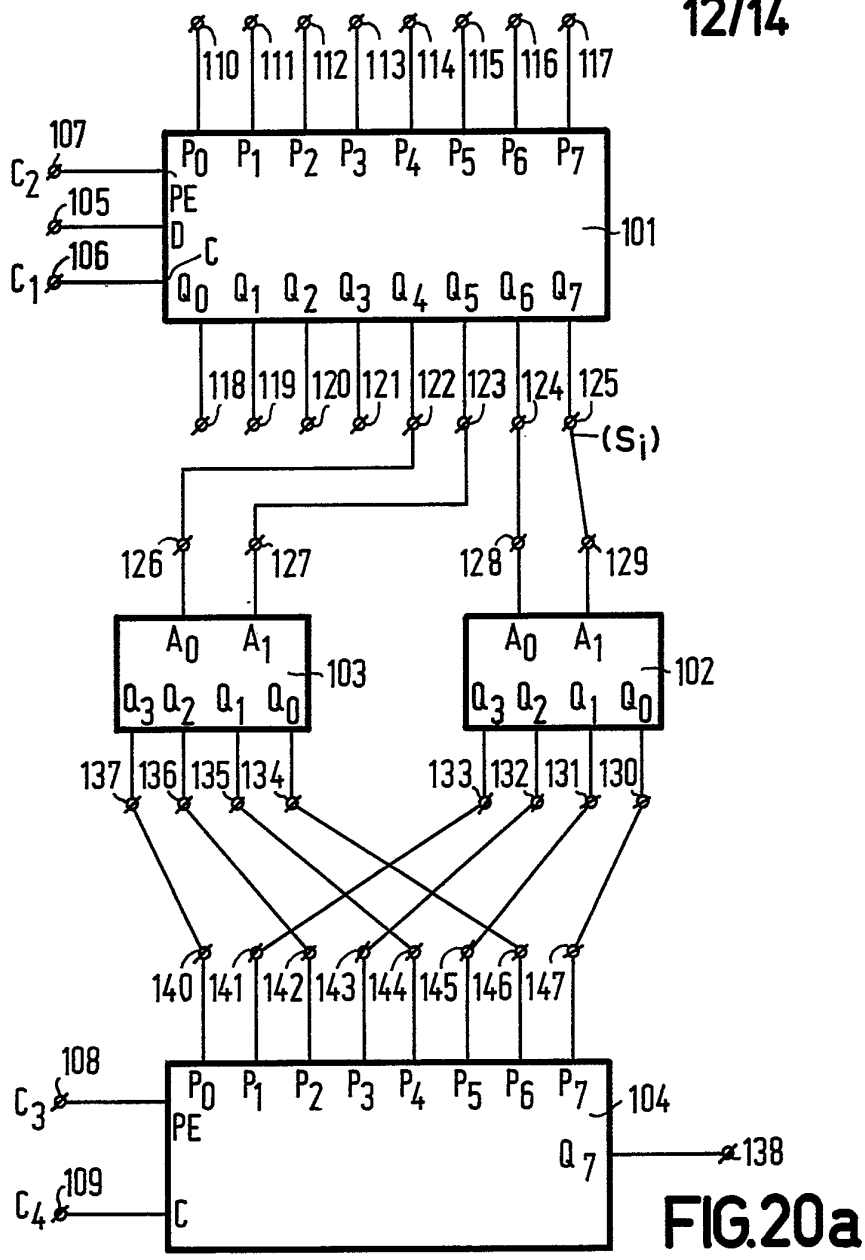


FIG. 20a

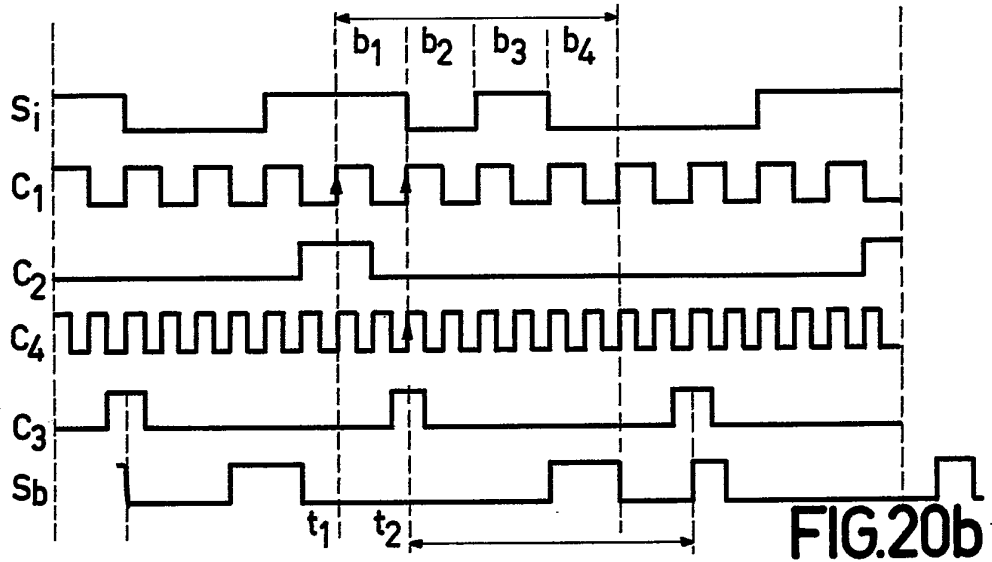


FIG. 20b

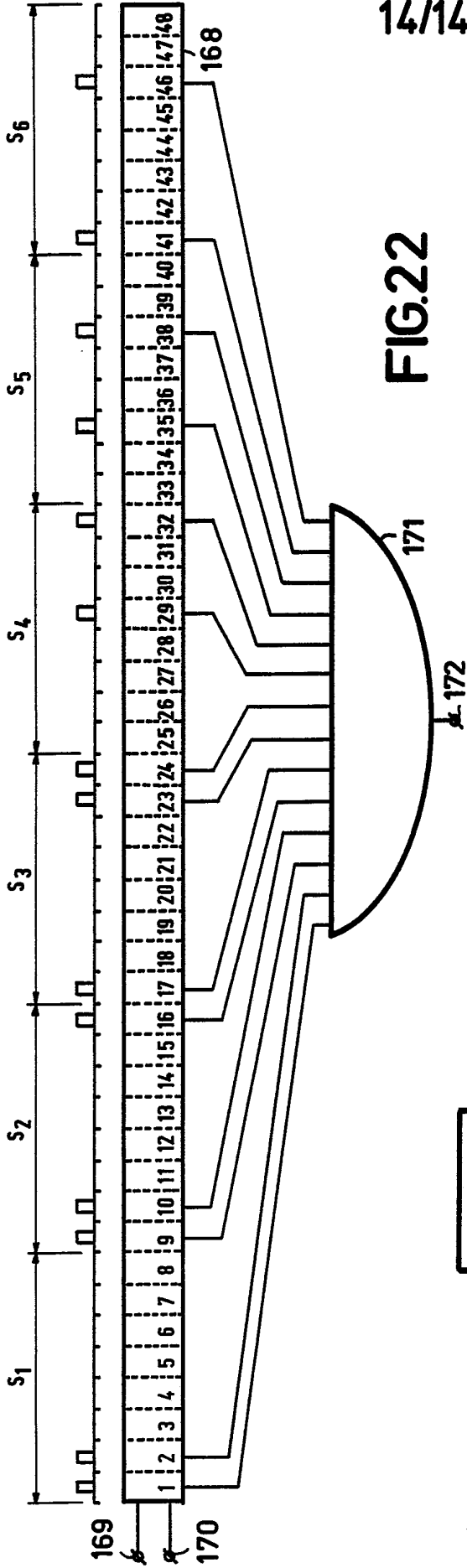


FIG. 22

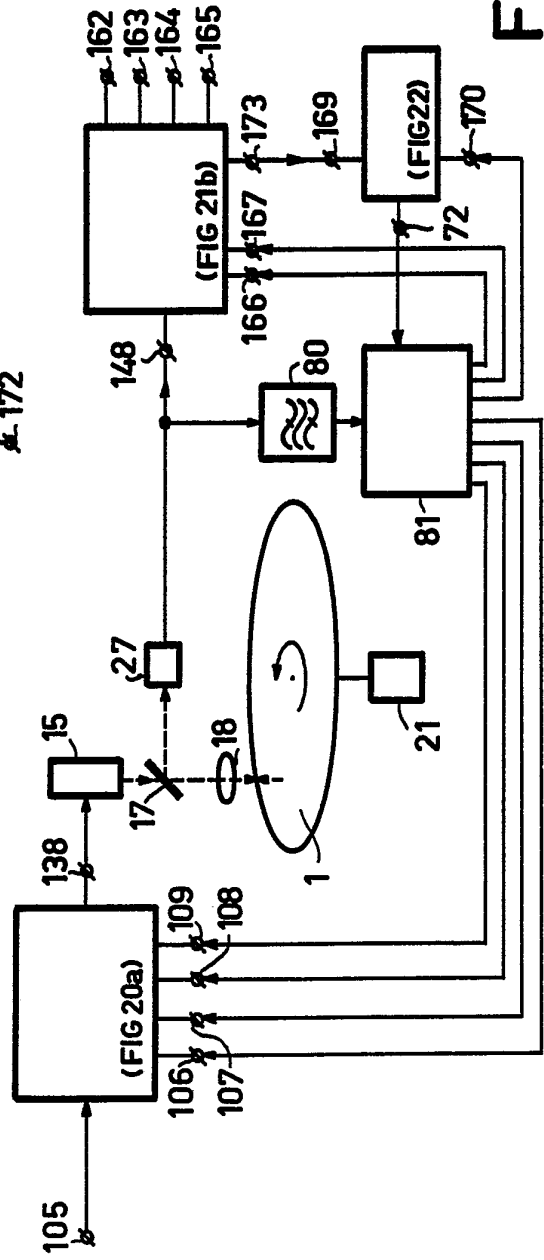


FIG. 23